

THÈSE

Presentée

devant l'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD - LYON

Pour obtenir

le titre de Docteur - ingénieur

Par

ALI HACHEM

licencié ès sciences
ingénieur ENSEEHT

ETUDE ET REALISATION D'UN

"MULTIPLICATEUR DE TENSION CONTINUE"

Soutenue le 12 Février 1972 devant la Commission d'Examen

MM. J. JANIN

Président

P. LALANGUE

G. ASCH

B. TRANNOY

} Examineurs



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41552607_0026

THÈSE

Presentée

devant l'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD - LYON

Pour obtenir

le titre de Docteur - ingénieur

Par

ALI HACHEM

licencié ès sciences
ingénieur ENSEEHT

ETUDE ET REALISATION D'UN

"MULTIPLICATEUR DE TENSION CONTINUE"

Soutenue le 12 Février 1972 devant la Commission d'Examen

MM. J. JANIN

Président

P. LALANGUE

G. ASCH

B. TRANNOY

} Examineurs

UNIVERSITE CLAUDE BERNARD

LYON

Président : M. Le Professeur J. BOIDIN.

1er Vice-Président: M. R. TOURAINE, Maître de Conférences agrégé.

2ème Vice-Président: M. P. PONCET, Maître-Assistant.

3ème Vice-Président: M. D. SETTELEN, Etudiant.

UNITES D'ENSEIGNEMENT ET DE RECHERCHE

UNITES

DIRECTEURS

U.E.R. médicale Grange-Blanche
U.E.R. médicale Alexis-Carrel
U.E.R. médicale LYON-Nord
U.E.R. médicale LYON-Sud-Ouest
U.E.R. des Sciences pharmaceutiques

U.E.R. des Techniques de Réadaptation
U.E.R. de Biologie humaine

U.E.R. d'Education Physique et Sportive
U.E.R. des Sciences Odontologiques
U.E.R. de Mathématiques
U.E.R. de Physique
U.E.R. de Chimie et Biochimie
U.E.R. des Sciences de la Nature
U.E.R. de Biodynamique et Psychopédagogie
U.E.R. de Physique nucléaire
U.E.R. de Mécanique
Observatoire
Institut Universitaire de Technologie 1
Institut Universitaire de Technologie 2

M.le Professeur D. GERMAIN
M.le Professeur C. GIROD
M.le Professeur A. BERTOYE
M.le Professeur L. TOLOT
M.M. CARRAZ, Maître de Conférences agrégé
M.le Professeur P. MOUNIER-KUHN
M.J.C. CZYBA, Maître de Conférences agrégé
M.J. SAPIN, Professeur E.P.S.
M.R. VINCENT
M.le Doyen J. BRACONNIER
M.le Professeur M. DUFAY
M.le le Professeur D. GAUTHERON
M.le Professeur L. DAVID
M.le Professeur R. FONTANGES
M.le Professeur A. SARAZIN
M.N.
M.le Professeur J. H. BIGAY
M.le Professeur B. POUYET
M.J. GALLET

Sécrétaire Général : M. P. IZAUTE.

A mes parents,
A ma femme et mes enfants,
En témoignage de ma profonde
affection.

" Ce n'est pas communiquer
que communiquer seulement ce
qui est clair."

ALAIN

AVANT-PROPOS

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique industrielle de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Beyrouth grâce à l'autorisation que nous a accordée Monsieur le Doyen de la Faculté des Sciences de Lyon et à la bienveillance du R.P. A de JERPHANION, Chancelier de l'E.S.I.B., qui nous a permis d'utiliser les locaux de l'Ecole. Nous exprimons à tous deux nos vifs remerciements pour ces facilités sans lesquelles nous n'aurions pu poursuivre nos recherches.

C'est à l'initiative du Professeur P. LALANGUE, Directeur des Etudes à l'E.S.I.B. que nous devons d'avoir entrepris et mené, souvent dans des circonstances difficiles, nos travaux. Pour le complément de formation que nous avons acquis en travaillant à ses côtés et les précieux conseils qu'il n'a cessé de nous prodiguer nous tenons à lui exprimer notre respectueuse reconnaissance.

Nos remerciements vont aussi à Monsieur le Professeur J. JANIN, Président de l'Association Lyonnaise pour le développement à l'Etranger de l'enseignement supérieur et technique, qui nous a fait l'honneur malgré ses nombreuses tâches, d'accepter de présider notre jury ainsi qu'à Monsieur B. TRANNOY Maître des Conférences à l'Université P. SABATIER auquel nous devons d'avoir profité, au cours d'un stage effectué à Toulouse, des travaux du Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH et de l'Expérience profonde acquise par le personnel de ce Laboratoire. A tous ceux qui ont rendu notre séjour à Toulouse agréable et productif nous adressons notre amical souvenir.

Que Monsieur G. ASCH Professeur Titulaire à l'Université Claude Bernard soit aussi remercié pour avoir eu l'amabilité de s'intéresser à notre mémoire et de participer au jury d'examen.

Monsieur J. NADAL, Professeur d'Electronique à l'E.S.I.B. a suivi de très près notre travail et a marqué un intérêt tout particulier à l'élaboration de cette étude. Nous le prions de trouver ici le témoignage de notre gratitude.

L'aide matérielle du Conseil National de la Recherche Scientifique du Liban a été pour nous, un précieux secours. Nous en remercions vivement ses dirigeants.

Vers tous nos amis qui nous ont aidé dans la réalisation de ce mémoire va toute notre sympathie.

ETUDE D'UN MULTIFLICHEUR

DE TENSION CONTINUE

I N T R O D U C T I O N

L'existence de dispositifs multiplicateurs de tension continue est d'autant plus justifiée que les génératrices cycliques à courant continu, par la présence du collecteur, sont sujets à des phénomènes de commutation qui limitent la tension de ces machines. Les dynamos acycliques dont le fonctionnement s'opère sans commutation fournissent à leurs bornes des tensions très faibles étant donné leur principe de base. Par ailleurs malgré les progrès récents accomplis dans la constitution des machines électrostatiques leur puissance reste limitée.

Nous pensons donc que l'étude présentée dans ce mémoire peut s'associer à celle des générateurs électriques classiques et simplifier, dans certains cas, l'exploitation des circuits à courant continu.

Dans le premier chapitre nous allons brièvement décrire certains systèmes multiplicateurs de tensions faisant appel à des conversions de tension particulières.

Le second chapitre abordera l'étude qualitative d'un transformateur du type continu-continu capable de doubler la tension qui lui est appliquée. Dans le troisième, nous rappellerons les propriétés principales des thyristors, les problèmes que pose leur mise en oeuvre et en particulier leur utilisation en interrupteur dans le cas d'une commutation forcée.

La commande électronique des interrupteurs fera l'objet du quatrième chapitre, et l'étude analytique d'un doubleur de tension avec et sans charge sera traitée dans le chapitre suivant.

La constitution des multiplicateurs de tensions continues à coefficients de multiplication supérieurs à 2 sera étudiée dans le sixième chapitre.

Notre mémoire se terminera par l'exposé des résultats obtenus sur un montage expérimental.

CHAPITRE PREMIER

CONVERTISSEURS - MULTIPLICATEUR

DE TENSIONS

- 1- Historique.
- 2- Conclusion.

1- HISTORIQUE

En Electronique et en Electrotechnique il existe plusieurs procédés de conversion des tensions.

La figure 1 montre un amplificateur à courant alternatif précédé d'un dispositif mécanique qui transforme le signal continu en signal alternatif. Ce "chopper" est constitué par une lame vibrante commutant alternativement l'entrée de l'amplificateur entre la tension à "convertir" et la masse. La tension de sortie de l'amplificateur est alternative mais on peut la redresser, à l'aide d'une diode, pour obtenir une tension continue.

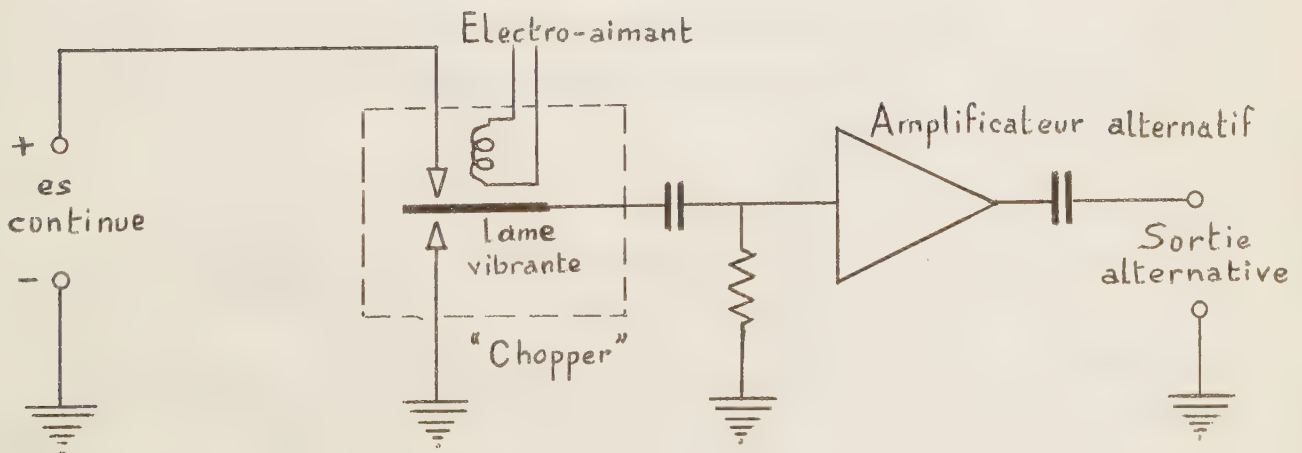


fig. 1- Convertisseur de tension continue.

La figure 2 représente un "chopper" qui fait passer alternativement dans chacune des moitiés du primaire d'un transformateur des courants de sens inverses. On obtient ainsi au secondaire une tension alternative. Le transformateur permet d'adapter l'impédance de la source à l'impédance d'entrée de l'amplificateur. La fréquence de vibration du "chopper" est habituellement celle du secteur alternatif, mais dans certains cas elle peut atteindre 100 cycles/seconde.

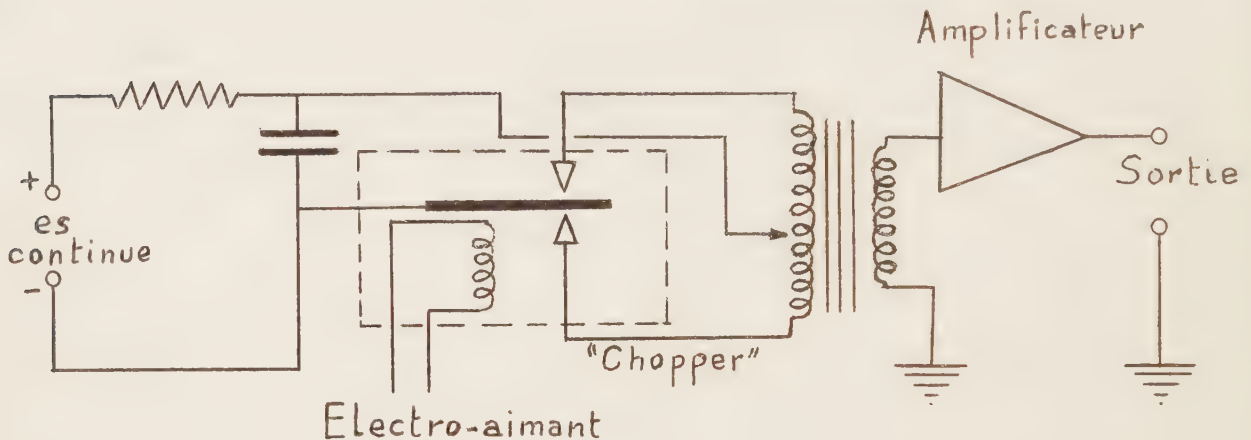
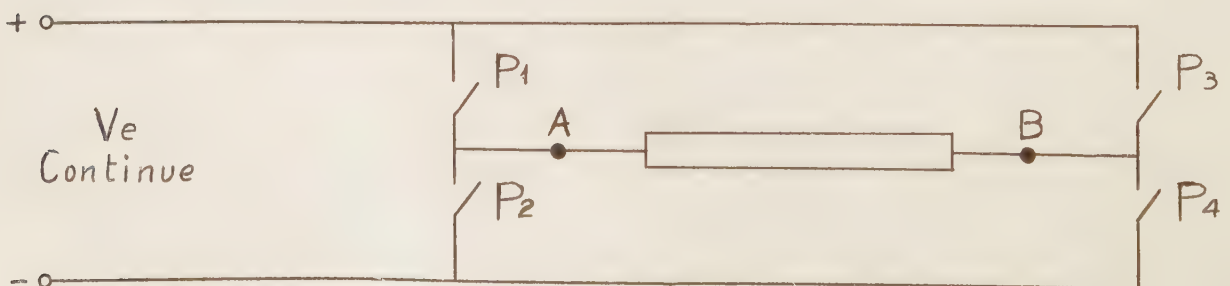


fig.2

A l'heure actuelle nous connaissons des onduleurs autonomes dont le principe de fonctionnement peut être expliqué à l'aide de la figure 3.



Les interrupteurs (P_1 à P_4) sont réalisés par des portes électroniques.

La figure 4 donne la séquence de fonctionnement de ces portes dont l'expression logique s'écrit:

$$P_1 \cdot P_4 + P_2 \cdot P_3 = 1$$

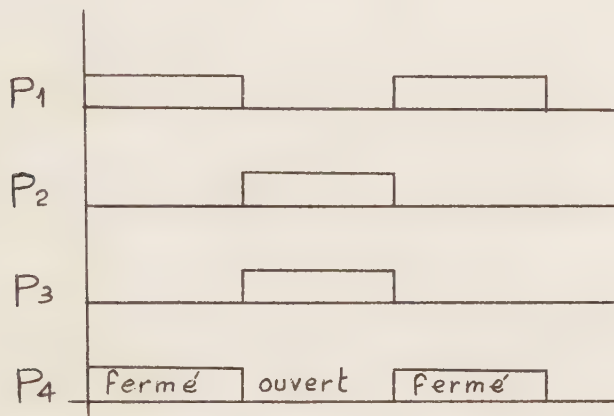


fig.4 - Séquence de fonctionnement.

La figure 5 montre le montage de GREINACHER permettant d'obtenir aux bornes de la résistance de charge R une d.d.p. continue voisine du double de la tension de crête E de la source alternative

$$e = E \sin \omega t$$

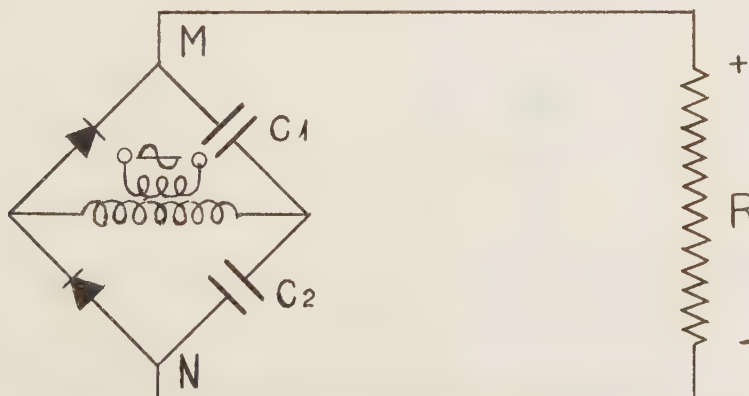


fig. 5 - Montage de GREINACHER.

Si la résistance de charge est infinie, la d.d.p. aux bornes de chacun des condensateurs est égale à E . Entre les bornes M et N la d.d.p. est donc égale à $2E$. Elle décroît si l'on diminue la valeur de la résistance de charge. Pour obtenir une régulation convenable, il est nécessaire d'utiliser des capacités de valeurs d'autant plus élevées que la résistance R est plus faible.

Ce montage ne permet pas de réaliser un point commun entre les circuits d'entrée et de sortie. C'est un inconvénient car il est impossible de mettre simultanément ces deux circuits à la terre.

La figure 64 représente un doubleur de tension dans lequel existe un point commun entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie que l'on peut relier à la terre: c'est le montage de SCHENKEL.

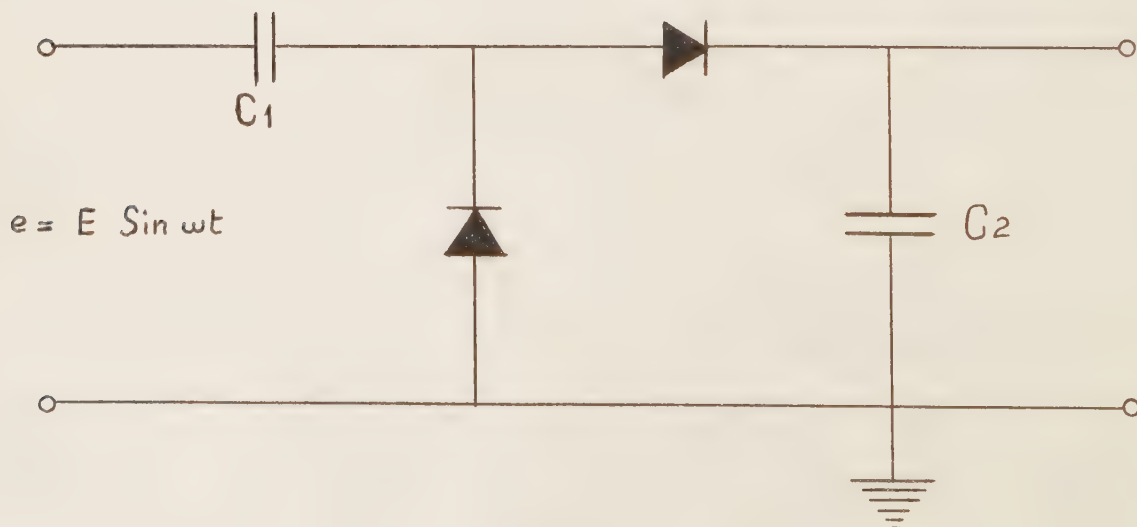


fig. 64- Montage de SCHENKEL.

On peut en se basant sur ce montage réaliser d'autres circuits permettant de multiplier la valeur de la tension par un chiffre quelconque.

On peut aussi multiplier une tension continue à l'aide du montage représenté sur la figure 6 - 2. L'interrupteur K étant fermé un courant croissant linéairement avec le temps traverse la bobine de self induction L et de ce fait emmagasine dans cette dernière une certaine énergie sous forme électromagnétique. Lors de l'ouverture de l'interrupteur, la f.é.m de self induction qui apparait aux bornes de L vient s'ajouter à la f.é.m E de la source d'alimentation pour charger le condensateur C par l'intermédiaire de la diode D à une d.d.p supérieure à E. Les ouvertures et fermetures périodiques de K permettent de maintenir cette d.d.p lorsque une résistance est placée aux bornes du condensateur C.

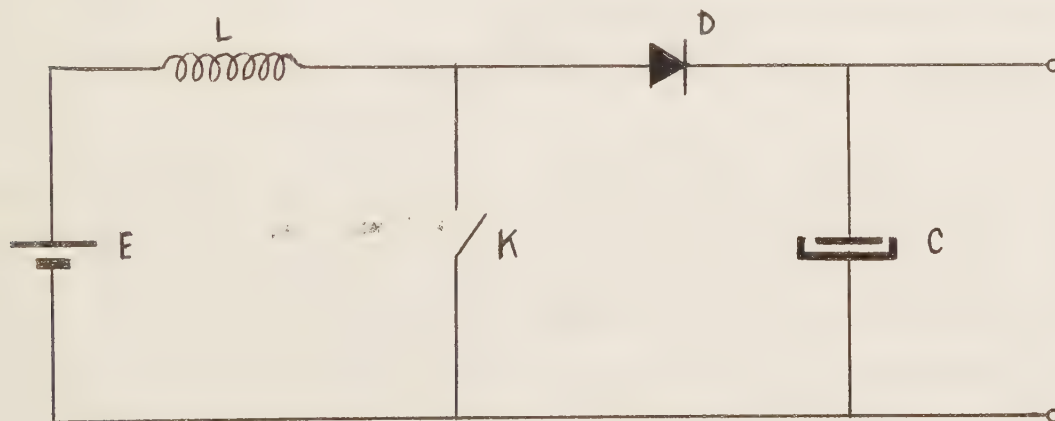


fig. 6 - 2

Un autre dispositif multiplicateur de tension continue est représenté sur la figure 6 - 3.

La fermeture de K provoque dans le primaire du transformateur T un courant qui varie linéairement avec le temps donc tant que le circuit magnétique du transformateur n'est pas saturé y fait circuler un flux qui lui est proportionnel. Cette variation

du flux induit au secondaire de T une d.d.p unidirectionnelle multiple de E qui par l'intermédiaire de la diode D charge le condensateur C.

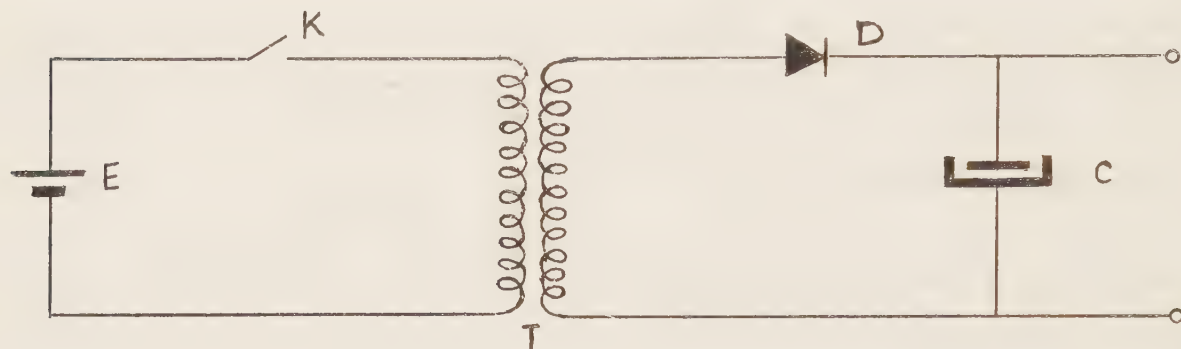


fig. 6 - 3

Comme dans le cas précédant les ouvertures et fermetures périodiques de K permettent de maintenir cette d.d.p lorsque une résistance est branchée aux bornes de C.

2 - CONCLUSION

Ces différents dispositifs, cités à titre d'exemple, permettent d'obtenir une tension de sortie continue multiple de la tension d'entrée. Ils mettent en évidence le rôle important joué dans ces conversions par les éléments unidirectionnels et les phénomènes périodiques. C'est dans l'esprit d'utiliser des procédés analogues que nous proposons un montage multiplicateur de tension continue.

Il aura l'originalité de ne pas emmagasiner de l'énergie sous forme électromagnétique dans des circuits magnétiques.

DEUXIEME CHAPITRE

DOUBLEUR

TYPE CONTINU - CONTINU

(ETUDE - QUALITATIVE)

- 1 - Principe du doubleur de tension continue.
- 2 - Fonctionnement.
- 3 - Choix des portes électroniques.

1 - PRINCIPE DU DOUBLEUR DE TENSION CONTINUE

Le dispositif proposé consiste à modifier cycliquement les liaisons entre une source de tension continue E et un ensemble de condensateurs :

Au début du cycle un condensateur C_1 est chargé par la source et accumule une certaine énergie.

Par la suite un deuxième condensateur C_2 se chargera sous une tension égale à la somme de celle acquise par C_1 et de la source d'alimentation.

Il va s'en dire que ces différentes séquences seront opérées par une commande électronique appropriée.

Le principe élémentaire du dispositif peut se résumer ainsi :

- a)- Charge du condensateur C_1 sous la d.d.p. E (fig. 7).
- b)- Modification des connexions de C_1 .
- c)- Charge du condensateur C_2 par C_1 et E (fig. 8).

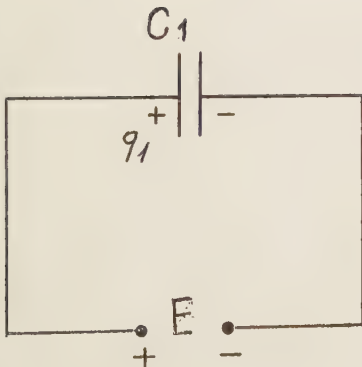


fig.7

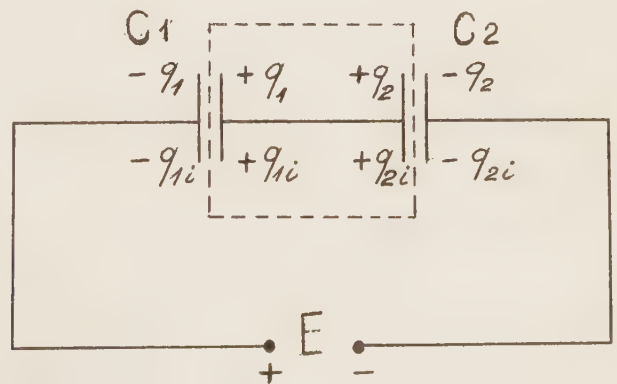


fig.8

La tension obtenue aux bornes du condensateur C_2 peut atteindre dans certaines conditions $2E$. En effet le premier cycle peut être analysé de la manière suivante:

Soient q_1 et q_2 les charges finales des plateaux des condensateurs C_1 et C_2 , q_{1i} et q_{2i} les charges initiales.

Ecrivons l'équilibre des potentiels:

$$E + \frac{q_1}{C_1} = \frac{q_2}{C_2} \quad (1)$$

La condition de la conservation de la charge pour l'ensemble des armatures isolées (entourées d'une ligne pointillée sur la figure 8) est la suivante:

$$q_{1i} + q_{2i} = + q_1 + q_2 \quad (2)$$

Nous tirons des équations (1) et (2)

$$q_1 = q_{1i} + q_{2i} - q_2$$

$$q_2 = \frac{C_1 C_2 E + C_2 (q_{1i} + q_{2i})}{C_1 + C_2}$$

- Dans le cas où $q_{1i} = C_1 E$ et $q_{2i} = 0$:

nous avons:

$$q_2 = \frac{2 C_1 C_2 E}{C_1 + C_2} = \frac{2 C_2 E}{1 + C_2/C_1}$$

Si C_2 est $\ll C_1$ $q_2 \neq 2C_2E$ et $q_2/C_2 \neq 2E$

- Dans le cas où $q_{1i} = C_1E$ et $q_{2i} = C_2E$ *

nous avons :

$$q_2 = C_2E \left(1 + \frac{C_1}{C_1 + C_2}\right) = C_2E \left(1 + \frac{1}{1 + C_2/C_1}\right)$$

Si C_2 est $\ll C_1$ $q_2 \neq 2C_2E$ et $q_2/C_2 \neq 2E$

Ce dernier cas est plus avantageux que le précédent, car la d.d.p aux bornes du condensateur C_2 atteint des valeurs plus proches du double de la tension E que dans le premier cas pour un rapport C_2/C_1 donné.

Le montage expérimental suivant (fig.9) permet d'assurer la séquence périodique que nous venons d'exposer et par conséquent d'obtenir une tension constante aux bornes de C_2 très voisine de $2E$.

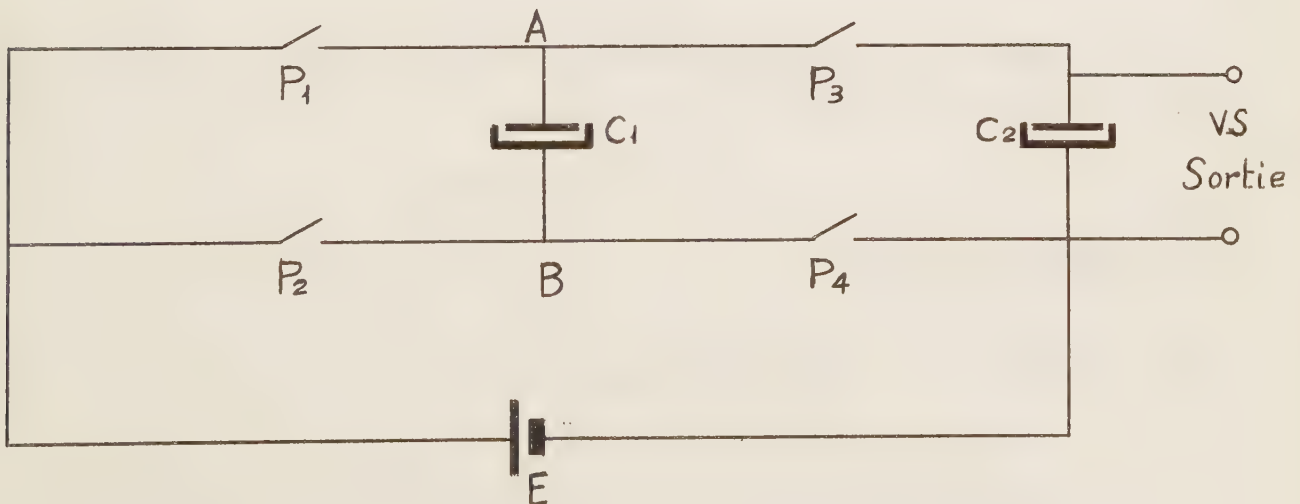


fig.9 - Doubleur de tension continue.

* Le condensateur C_2 est préalablement chargé sous la d.d.p E

2 - FONCTIONNEMENT

2.1 - Fonctionnement à vide.

Les interrupteurs (P_1 à P_4) sont réalisés par des portes électroniques. La figure 10 indique la séquence de commande de ces portes.

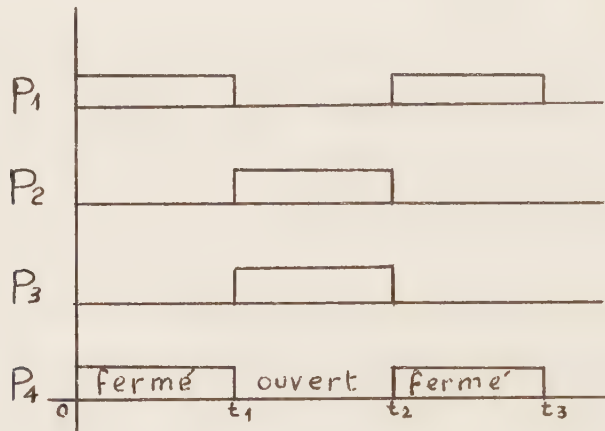


fig.10

Nous étudions maintenant le fonctionnement du système pendant les premiers cycles:

I - Premier cycle

1°- Séquence $(0, t_1)$

De 0 à t_1 , les interrupteurs P_1 et P_4 sont fermés et les interrupteurs P_2 et P_3 sont ouverts:

Le condensateur C constituant un réservoir se charge complètement et la d.d.p.¹ V_{AB} devient égale à E , tension d'alimentation.

2°- Séquence (t_1, t_2)

A l'instant t_1 les interrupteurs P_1 et P_4 sont ouverts et les interrupteurs P_2 et P_3 sont fermés:

Lorsque C_1 perd une charge ΔQ , C_2 gagne une charge identique.

La d.d.p aux bornes de C_1 diminue de ce fait de $\Delta V_1 = \Delta Q / C_1$

et la d.d.p aux bornes de C_2 augmente de $\Delta V_2 = \Delta Q / C_2$

A) Si les deux condensateurs ont des capacités égales

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 \quad \text{on a:} \\ \Delta V_1 &= \Delta V_2 \end{aligned}$$

La diminution de la d.d.p aux bornes de C_1 devient égale à l'accroissement de la d.d.p aux bornes de C_2 .

Si l'on désigne par $V_{1\ 1}$, $V_{2\ 1}$ les d.d.p, respectivement, aux bornes de C_1 et de C_2 à l'instant $t = t_1$; on peut écrire la relation:

$$E + (V_{1\ 1} - \Delta V) = (V_{2\ 1} + \Delta V) \quad (3)$$

ΔV étant la variation de la d.d.p durant la séquence (t_1, t_2) .

$$\text{de (3) on tire} \quad \Delta V = \frac{1}{2} (E + V_{1\ 1} - V_{2\ 1})$$

à l'instant $t = t_1$ on a :

$$V_{11} = E$$

$$V_{21} = 0$$

D'où $\Delta V = E$

Par suite la d.d.p aux bornes de C_2 devient à l'instant $t = t_2$ égale à :

$$V_{22} = V_{21} + \Delta V = 0 + E = E$$

et la d.d.p aux bornes de C_1 , à cet instant :

$$V_{12} = V_{11} - \Delta V = E - E = 0$$

Le condensateur C_1 s'est donc complètement déchargé.

b) si $C_1 > C_2$:

on a $\Delta V_1 = \Delta Q / C_1$

$$\Delta V_2 = \Delta Q / C_2$$

D'où $\Delta V_2 = \Delta V_1 \cdot C_1 / C_2$ donc $\Delta V_2 > \Delta V_1$

en opérant comme en (A), on peut écrire la relation :

$$E + (V_{11} - \Delta V_1) = (V_{21} + \Delta V_2) \text{ soit :}$$

$$E + (V_{11} - \Delta V_1) = (V_{21} + \Delta V_1 \cdot C_1 / C_2)$$

d'où :

$$\Delta V_1 = \frac{E + V_{11} - V_{21}}{1 + C_1 / C_2}$$

à l'instant $t = t_1$

$$V_{11} = E$$

$$V_{21} = 0$$

d'où
$$\Delta V_1 = \frac{2E}{1 + \frac{C_1}{C_2}} < E$$

et
$$\Delta V_2 = \frac{2E}{1 + \frac{C_2}{C_1}} > E$$

Nous remarquons que la d.d.p aux bornes de C_2 est plus grande que celle obtenue dans le cas précédent.

C) Si $C_1 < C_2$ nous aurons le résultat contraire à celui obtenu ci-dessus.

CONCLUSION

Dans le montage étudié nous avons donc intérêt, pour accélérer le transport d'énergie à choisir un condensateur C_1 de capacité plus grande que celle de C_2 .

II - Second cycle

1° - Séquence (t_2, t_3)

A l'instant t_2 les interrupteurs P_1 et P_4 sont fermés et les interrupteurs P_2 et P_3 sont ouverts:

Le condensateur C_1 récupère la charge $C_1 E$ pendant cette séquence. Il s'en suit qu'à l'instant t_3 nous pouvons écrire, pour le cas A par exemple:

$$V_{13} = E$$

$$V_{23} = E.$$

2° - Séquence (t_3, t_4)

Pendant cette séquence les interrupteurs P_1 et P_4 sont ouverts et les interrupteurs P_2 et P_3 sont fermés:

Si l'on applique la relation (3) on trouve:

$$\Delta V = \frac{E}{2} .$$

La d.d.p aux bornes de C_2 devient égale, à l'instant t_4 :

$$V_{24} = V_{23} + \Delta V = E + \frac{E}{2} = \frac{3E}{2}$$

et la d.d.p aux bornes de C_1 à cet instant:

$$V_{14} = V_{13} - \Delta V = E - \frac{E}{2} = \frac{E}{2} .$$

GENERALISATION

Nous voyons ainsi, d'après (3), que lors du n^{eme} cycle la d.d.p aux bornes du condensateur C_2 devient égale à:

$$E \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} \right)$$

et celle du condensateur C_1 , égale à :

$$E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} \right)$$

Lorsque n tend vers l'infini, la d.d.p aux bornes de:

- C_2 tend vers $2E$.

- C_1 tend vers E .

En pratique ces résultats sont rapidement obtenus étant donné que la durée du cycle est très faible et que la condition $C_2 < C_1$ est réalisée.

2.2 - Fonctionnement en charge.

La d.d.p obtenue aux bornes de C_2 peut servir à alimenter un circuit extérieur. Ce fonctionnement sera étudié par la suite.

3 - CHOIX DES PORTES ELECTRONIQUES

Dans le montage proposé les éléments de base sont les portes. Elles doivent être réalisées par des systèmes commandés à l'ouverture et à la fermeture.

Nous exposons ci-après les différentes possibilités:

3.1 - Systèmes mécaniques.

(Par exemple interrupteurs réalisés par des relais).
Ils sont encombrants et mal adaptés aux forts courants, à cause de l'arc de rupture, et ne permettent pas des fréquences élevées. Ils sont cependant insensibles aux phénomènes électriques parasites.

3.2 - Tubes à vide et transistors.

Ils ne sont utilisés que pour de faibles et moyens courants, leur dissipation et prix devenant prohibitifs aussitôt que l'on veut traiter des puissances élevées.

3.3 - Tubes à gaz et thyristors.

Bien que l'on puisse leur reprocher leur tension inverse plus faible que celle de thyatron à gaz, les thyristors présentent

sur ces derniers un nombre d'avantages substantiels parmi lesquels on peut citer:

- grande vitesse de commutation,
- faible chute de tension directe,
- absence de filament permettant leur utilisation immédiate sans préchauffage,
- excellent rendement,
- faible encombrement,
- résistance aux chocs et vibrations,
- longue durée de vie.

3.4 - Il semble que le thyristor soit actuellement pour notre montage, l'interrupteur le plus adapté: avec un signal appliqué sur son électrode de commande, il passe de l'état bloqué à l'état conducteur et peut retourner à l'état bloqué dans certaines conditions que l'on se propose de déterminer et de réaliser.

TROISIEME CHAPITRE

LE THYRISTOR

PROBLEMES POSES

- 1 - Caractéristique électriques.
- 2 - Modes d'amorçage des thyristors.
- 3 - Modes d'extinction des thyristors.
- 4 - Caractéristiques de commutation.
- 5 - Vitesse d'établissement du courant.
- 6 - Vitesse d'établissement de la tension.
- 7 - Protection des thyristors contre les di/dt .
- 8 - Protection des thyristors contre les dv/dt et les surtensions.
- 9 - Données publiées.
- 10 - Fonctionnement des thyristors en interrupteurs.

Le thyristor a fait l'objet de nombreuses publications et son fonctionnement a été largement décrit, il ne nous paraît donc pas nécessaire d'y revenir ici en détail. Nous en rappellerons cependant les caractéristiques fondamentales puisque nous les utiliserons dans l'élaboration des portes du montage de la figure 9.

1 - CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

La courbe ci-dessous (fig.11) représente la caractéristique du courant d'anode en fonction de la tension anode-cathode.

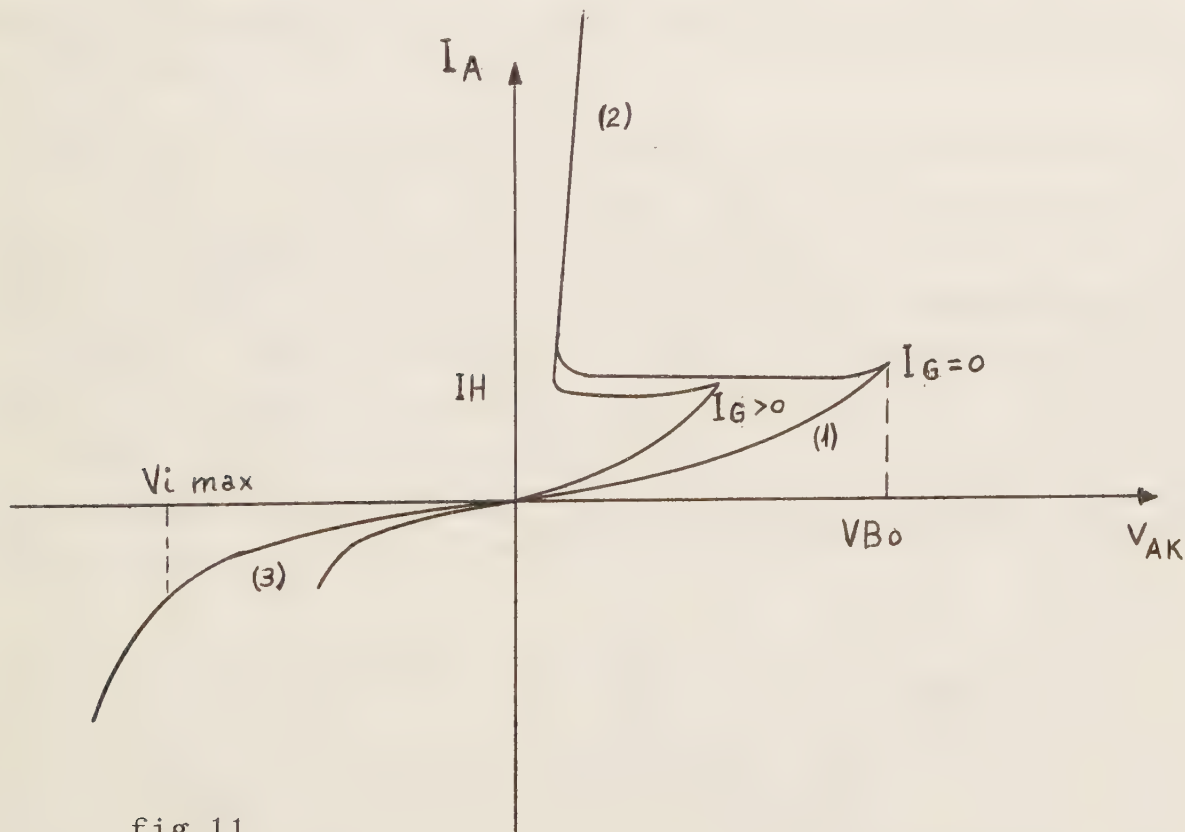


fig.11

Lorsque la tension v_{AK} est positive mais inférieure à v_{BO} (Forward Breakover Voltage) et le courant de gachette I_G est nul le thyristor est bloqué; un très faible courant de fuite d'origine thermique traverse le thyristor (région 1).

Si la tension v_{AK} reste positive et toujours inférieure à V_{B0} et si le courant de gâchette est positif et suffisant le thyristor s'amorce (région 2). Le courant I_A n'est plus influencé par le courant I_G et est limité uniquement par la charge. Pour éteindre le thyristor il suffit de rendre le courant I_A inférieur au courant I_H dit de maintien.

Si la tension v_{AK} est négative le thyristor se comporte comme une diode polarisée en sens inverse (région 3).

2 - MODES D'AMORCAGE DES THYRISTORS

Le passage d'un thyristor de l'état de blocage dans le sens direct à l'état de conduction peut être provoqué de trois manières :

2.1 - Par injection d'une impulsion de courant I_G , de sens convenable dans la jonction gâchette - cathode de valeur supérieure à un certain seuil ($I_G \gg I_{GT}$). Il faut veiller à ce que le temps de montée de cette impulsion soit aussi court que possible (de 0,1 à 1 μs), surtout si le thyristor doit supporter à l'amorçage un gradient de courant important. La largeur de l'impulsion doit être telle que le courant de commande doit rester supérieur à I_{GT} , tant que le courant dans le circuit principal n'a pas atteint le courant d'accrochage (figure 12).

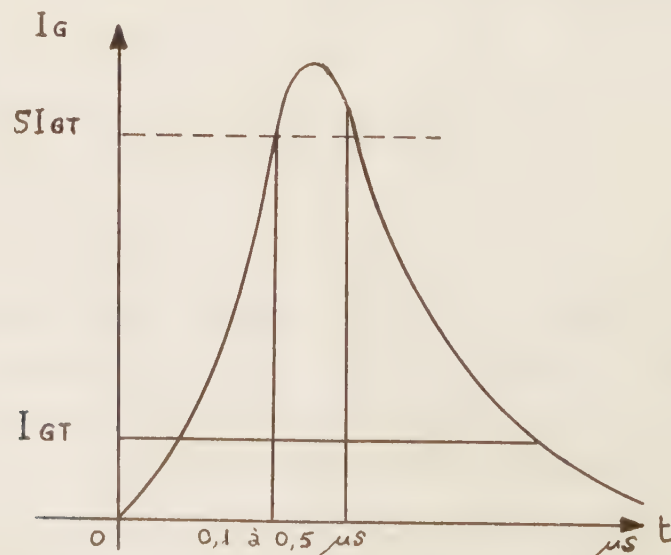


fig.12 - Impulsion du courant de gâchette.

2.2 - Par dépassement de la tension directe admissible: en principe cette méthode est interdite par le constructeur; seuls quelques types de thyristors (C137 par exemple) peuvent être amorcés par basculement direct. Cette méthode n'est pas recommandée en général.

2.3 - Par dépassement de la valeur limite dv/dt :

Cette méthode est également peu recommandée. L'amorçage par dv/dt est plutôt un inconvénient majeur à éviter.

Dans notre travail nous ne retenons que la commande par la gâchette qui constitue le mode d'allumage naturel.

3 - MODES D'EXTINCTION DES THYRISTORS

Le passage d'un thyristor de l'état de conduction à l'état de blocage peut être provoqué de plusieurs manières. Dans le cas de notre travail la polarité anode-cathode ne s'inverse pas, il est évident que la conduction ne peut pas s'arrêter d'elle-même sans artifice extérieur.

Deux moyens peuvent être utilisés pour ramener le thyristor à l'état bloqué:

3.1 - Diminuer le courant au-dessous du courant hypostatique I_H .

3.2 - Inverser le courant par suite d'une commutation dans un circuit extérieur. Cette commutation est en général réalisée par la décharge d'un condensateur. Le courant dans le thyristor, qui est la différence entre le courant dans le circuit principal et le courant de décharge, s'annule et le thyristor se bloque.

4 - CARACTERISTIQUE DE COMMUTATION

Le temps d'amorçage (t_{on}) et le temps de désamorçage (t_{off}) ne sont pas négligeables:

4.1 - Temps d'amorçage.

Les caractéristiques propres des jonctions conditionnent un certain retard de temps t_d entre le moment où le signal de commande est appliqué entre gâchette et cathode et l'instant où la conduction commence à prendre naissance (intervalle de temps s'écoulant entre le moment d'application du signal de commande et celui où la tension anode-cathode a diminué de 10% de sa valeur initiale). Une fois la conduction commencée, un intervalle de temps t_r est encore nécessaire pour qu'elle soit complète (intervalle de temps s'écoulant pour que la tension anode-cathode de thyristor passe de 90% à 10% de sa valeur à l'état bloqué):

t_d est appelé temps de retard.

t_r est appelé temps de montée.

Le temps d'amorçage t_{on} est défini comme la somme $t_d + t_r$. Il est de quelques microsecondes.

La figure 13 montre que t_{on} dépend de l'intensité du courant A, B, C traversant le thyristor.

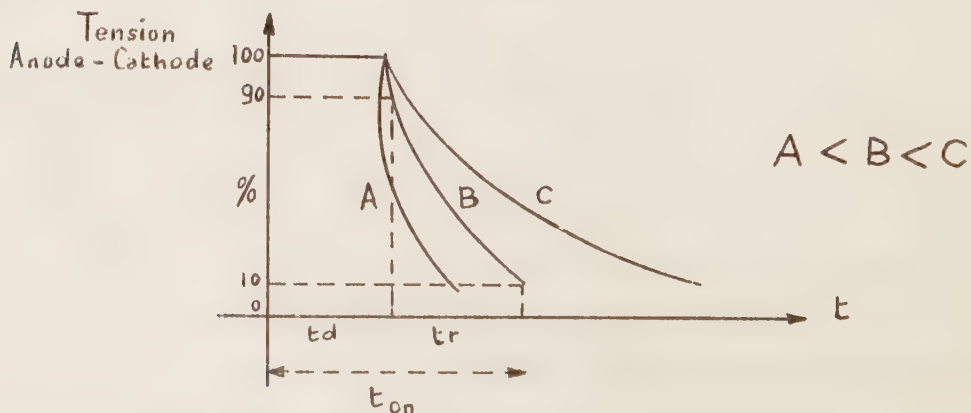


fig. 13

La vitesse de montée du courant est limitée dans le cas où la charge est inductive, mais dans le cas qui nous intéresse où la charge est résistive et capacitive la tension anode-cathode tombera plus rapidement.

Pour une intensité plus grande, on a un t_{on} plus grand.

La figure 14 montre les variations tension-temps d'établissement:

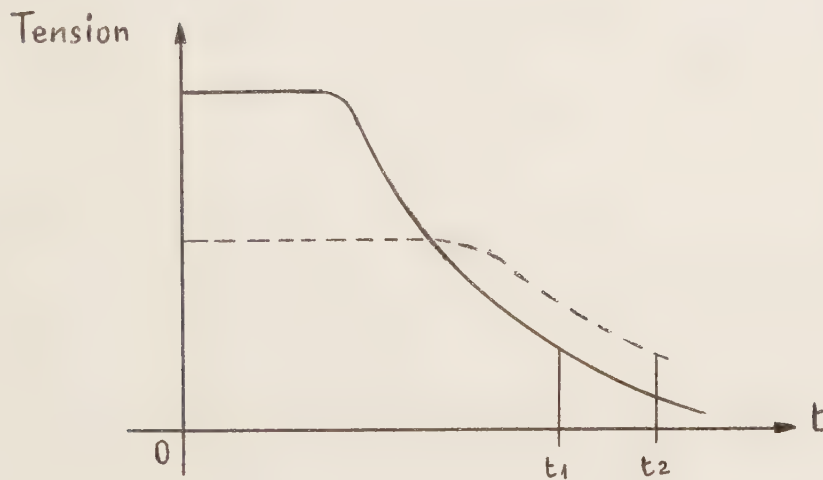


fig.14

Pour une tension anode-cathode plus grande on a un t_{on} plus petit.

4.2 - Temps de désamorçage.

Du fait de l'inversion des polarités de la tension anode-cathode, les électrons qui se déplaçaient de la cathode vont inverser leurs parcours et donner lieu à un courant inverse.

Les figures 15 montrent les différentes phases du t_{off} :

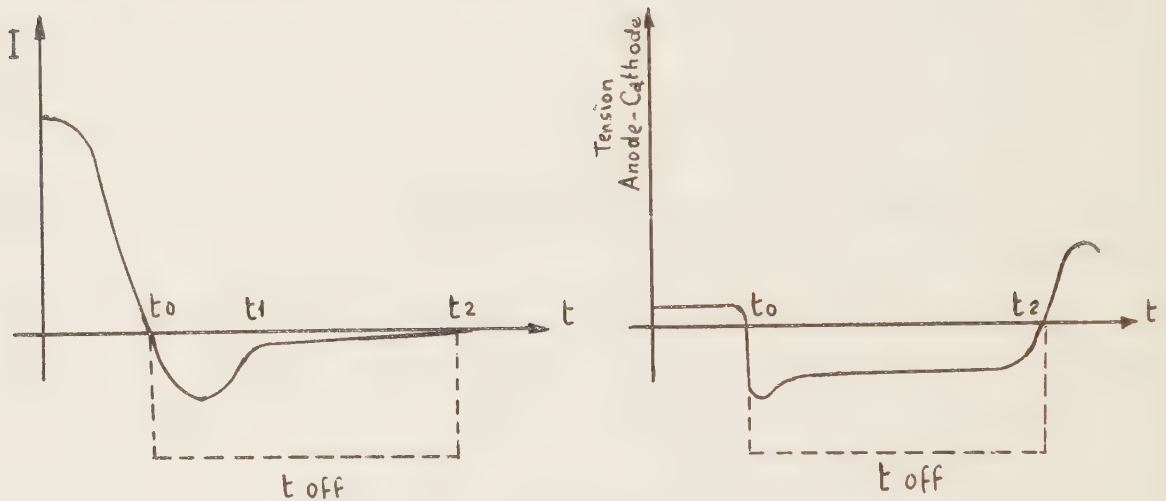


fig.15

De t_0 à t_1 : Courant inverse principal.

t_2 : est la fin de l'intervalle durant lequel la tension anode-cathode demeure négative.

t_{off} , ainsi défini $t_{\text{off}} = t_2 - t_0$, constitue le temps nécessaire pour la reprise de contrôle de la porte.

La figure 16 donne l'allure des variations de t_{off} en fonction de l'intensité du courant traversant le thyristor au moment de la coupure et pour différentes valeurs de la température des jonctions.

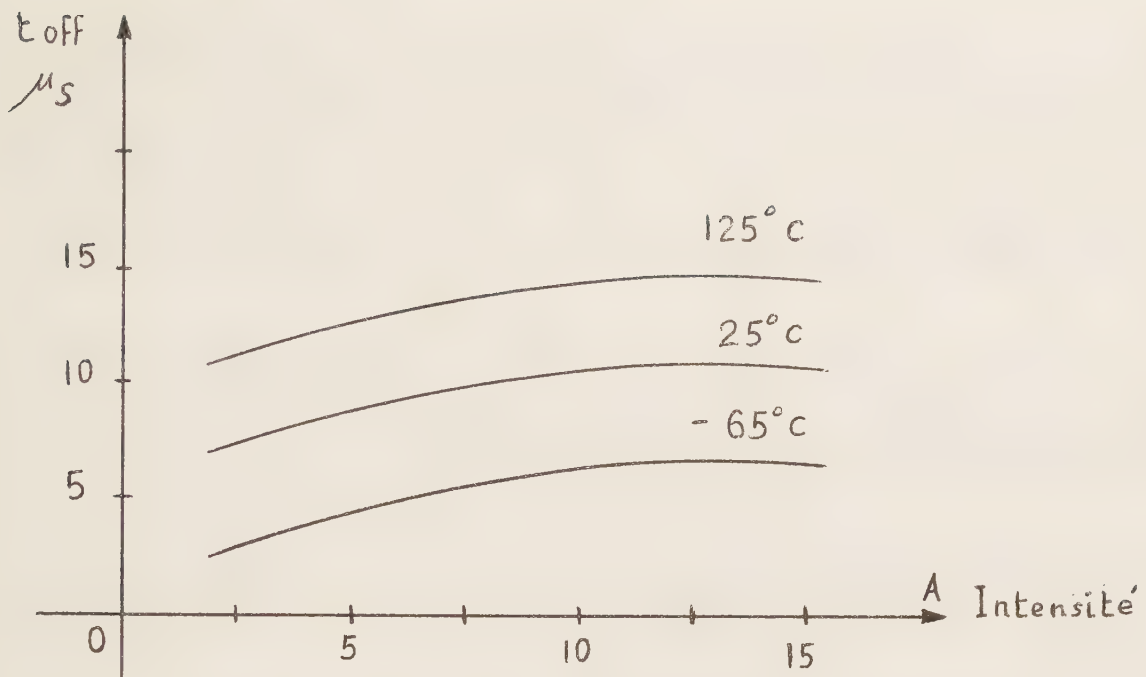


fig.16

5 - VITESSE D'ETABLISSEMENT DU COURANT

Nous avons vu que lorsque nous faisons amorcer un thyristor, la tension à ses bornes ne descend pas instantanément à zéro; le courant croît suivant une loi qui dépend de l'impédance du circuit extérieur. Pendant un certain temps la puissance dissipée dans le thyristor est loin d'être négligeable, et l'élévation de température peut détruire celui-ci. Il y a lieu de considérer les deux phénomènes suivants:

5.1 - D'abord, la puissance est d'autant plus importante que le courant croît plus vite c.à.d. que le $\frac{di}{dt}$ est plus élevé (il existe donc un $\frac{di}{dt}$ qui s'impose comme limite à ne pas dépasser).

3.2 - Ensuite cette énergie se dissipe, non pas dans toute la pastille, mais dans une région très limitée, juste à côté de la gâchette: il se produit donc un point chaud qui peut provoquer une brûlure, localisée sur la cathode, et entraîner la destruction du thyristor.

Ces phénomènes se rencontrent essentiellement dans les circuits analogues à ceux présentés dans notre travail: circuits à commutation forcée et circuits de décharge de condensateurs.

Dans la plupart des circuits classiques à commutation naturelle, l'inductance, soit du réseau, soit de la charge, limite le di/dt à une valeur faible.

6 - VITESSE D'ETABLISSEMENT DE LA TENSION

Lorsque "la vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué" (dv/dt) est dépassée, le thyristor peut s'amorcer. La figure 17 permet d'examiner le phénomène:

La capacité de la jonction centrale n'est pas négligeable; si la tension croît avec une pente dv/dt , cette capacité est traversée par un courant $i_c = C dv/dt$.

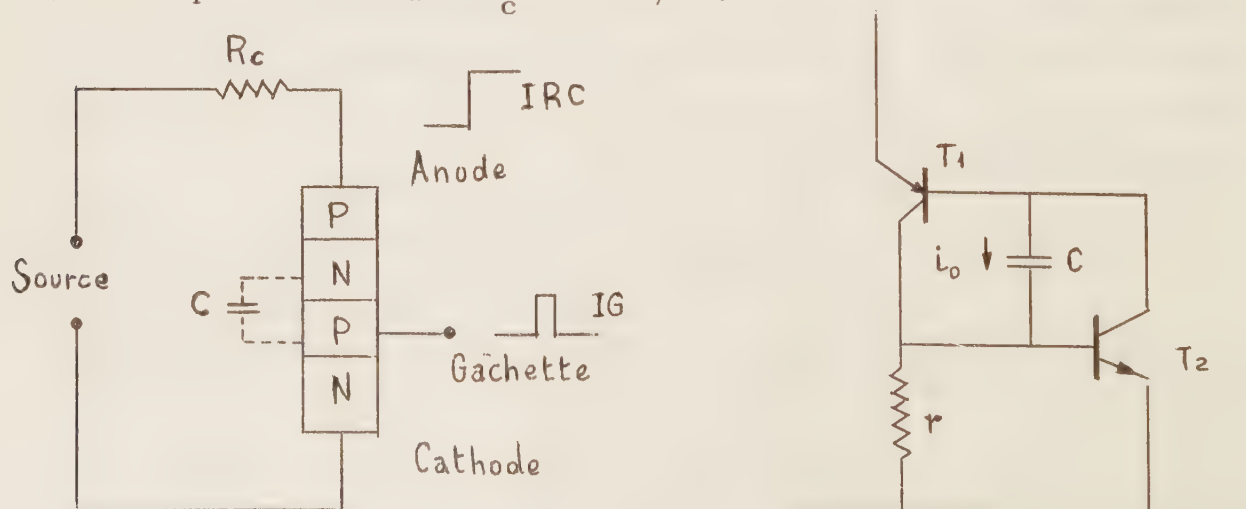


fig.17 schéma équivalent du thyristor

Ce courant i_c est de même signe que le courant de gâchette provoquant l'amorçage; il a par conséquent, tendance à produire le même effet.

7 - PROTECTION DES THYRISTORS CONTRE LES di/dt TRES IMPORTANTS

7.1 - Pour rendre le di/dt acceptable on utilise une petite inductance saturable; tant que l'inductance n'est pas saturée, le courant qui la traverse est relativement faible; dès que l'inductance se sature, elle se comporte comme un court-circuit; son action revient à retarder l'établissement du courant comme la figure 18 et l'étude présentée à l'annexe 1 le montrent.

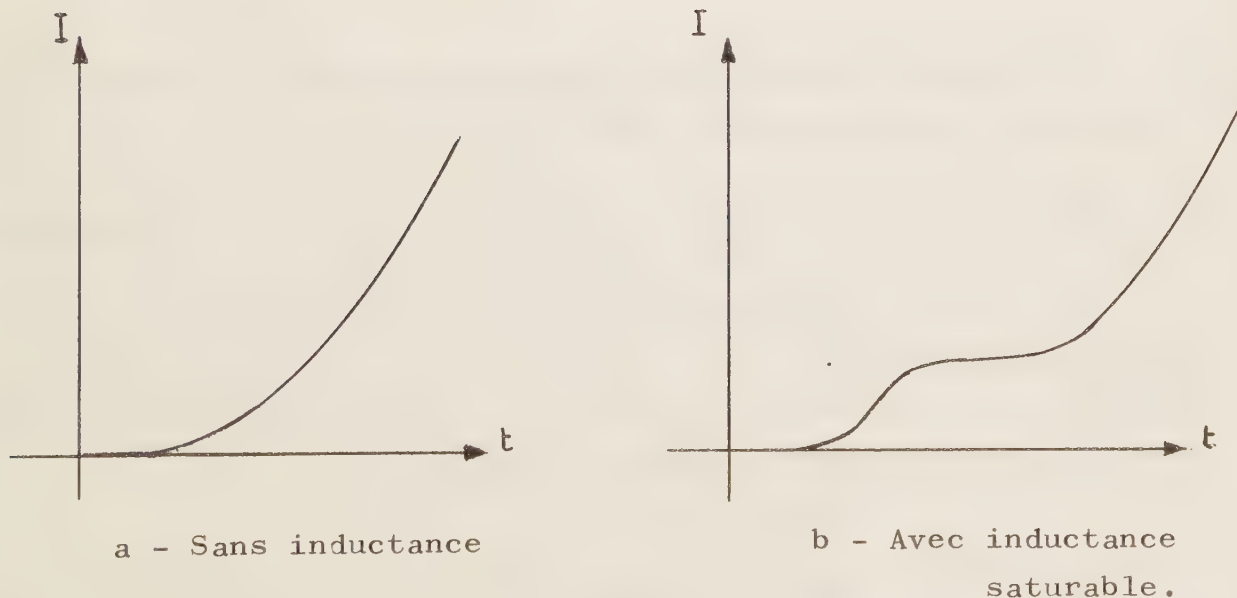


fig.18

Après ce retard, le thyristor dissipe une puissance moins importante, puisque la surface conductrice est plus grande.

7.2 - On peut aussi diminuer le di/dt par adjonction d'une inductance L . Cette adjonction rend le courant plus "lisse" mais nécessite une diode D qui sera montée en inverse par rapport au sens du courant fourni par la source E et en parallèle avec l'inductance L pour écreter la tension à supporter par l'anode du thyristor au moment de l'extinction (figure 19).

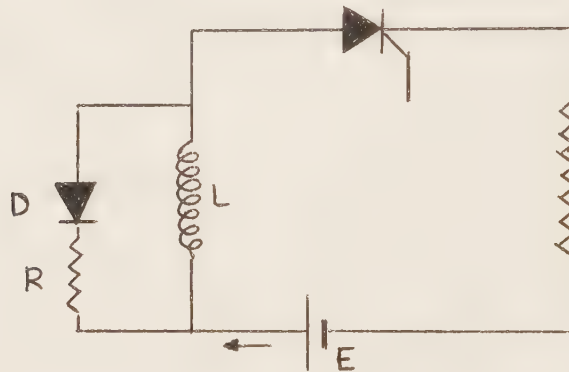


fig.19

La diode constituant un chemin de décharge de la self, est protégée par la résistance R mise en série.

8 - PROTECTION DES THYRISTORS CONTRE LES dv/dt ET LES SURTENSIONS

Le circuit, présenté par la figure 20, constitué par la diode D , la résistance R et la capacité C permet de limiter la vitesse de croissance de la tension aux bornes du thyristor grâce à la faible constante du temps du circuit DC.

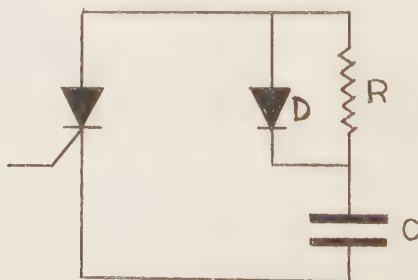


fig.20

La résistance R, qui limite le courant de décharge de C lors de l'amorçage du thyristor, doit être de quelques dizaines d'ohms.

La constante du temps RC sera de quelques dizaines de microsecondes.

Le condensateur peut être déterminé par la formule suivante:

$$C = \frac{10 \times I_{FAV}}{V_{RWM}}$$

dans laquelle:

C en μ F = Valeur maximale du condensateur.

I_{FAV} en A = Intensité directe au moment de la coupure.

V_{RWM} en V = Tension inverse publiée par le constructeur.

9 - DONNEES PUBLIEES

Toutes les caractéristiques électriques des thyristors sont publiées sous forme de réseaux et de tableaux indiquant la bonne utilisation de ces dispositifs.

Nous trouverons, en annexe\$, celles relatives aux thyristors utilisés dans la réalisation de notre travail à savoir :

16 RC 50

3 RC 50

10 - FONCTIONNEMENT DES THYRISTORS EN INTERRUPTEURS

Le thyristor fonctionnant en interrupteur doit être amorcé et désamorcé à des instants bien précis.

Pour "éteindre" un thyristor nous avons réalisé le circuit d'extinction représenté par la figure 21.

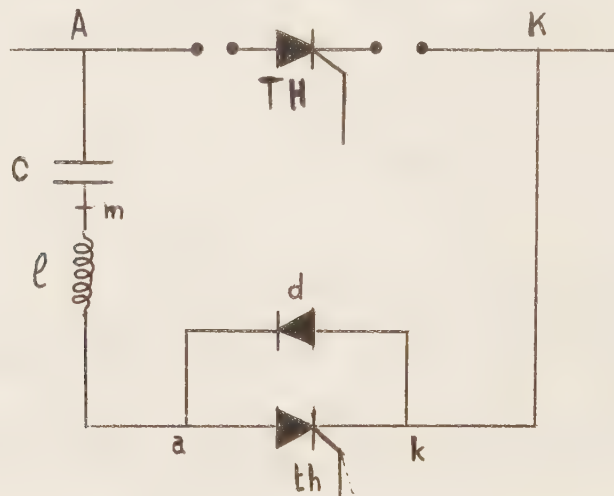


fig.21 - Circuit d'extinction des thyristors.

En dérivation entre l'anode A et la cathode K du thyristor à commander T_H nous avons branché les éléments suivants:

- Une capacité c.
- Une inductance l.
- Un thyristor auxiliaire th aux bornes duquel se trouve montée en inverse une diode d.

Etudions alors un cycle complet de fonctionnement du circuit constitué par le montage précédant une résistance R, et une f.ém E reliés en série (fig.22):

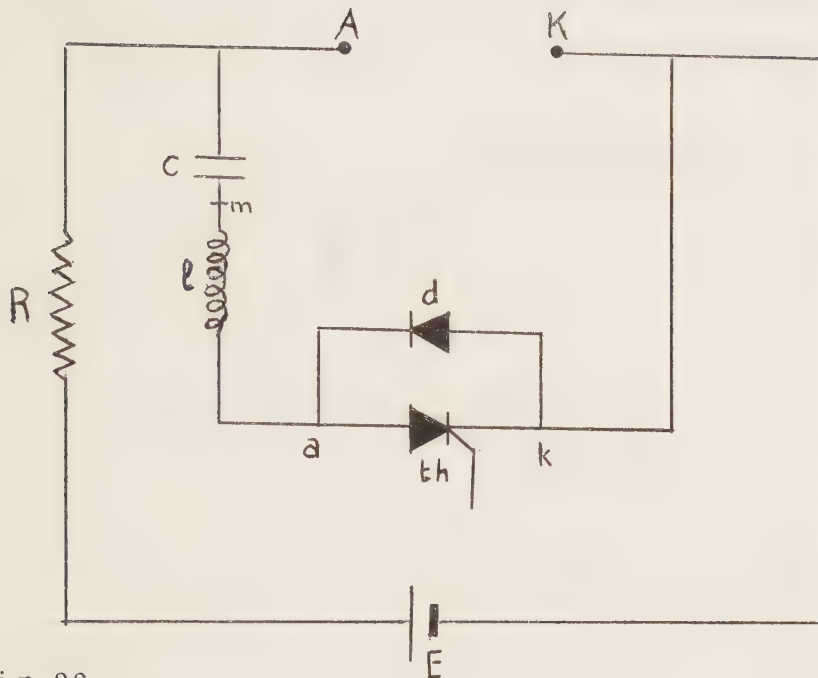


fig. 22

Partons de l'état initial où T_H est bloqué et amorçons à l'instant $t = 0$ le thyristor t_h et étudions les séquences successives suivantes:

a) 1ère séquence

T_H est bloqué
 t_h est amorcé.

La figure 22 montre qu'il s'agit d'un circuit R, L, C série alimenté par un générateur de f.ém E.

Les équations d'établissement de la tension aux bornes du condensateur et du courant dans le circuit sont:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = E$$

$$L C \frac{d^2 u}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u = E$$

u étant v_{Am} .

Dans l'étude de ce circuit deux cas de fonctionnement peuvent être envisagés :

a - 1) Cas du régime oscillatoire :

Si $R^2 < \frac{4l}{C}$ nous avons un régime oscillatoire u et i sont donnés par :

$$u = E \left(1 - \frac{e^{-\delta t}}{m' \sqrt{1/C}} \sin (m't + \alpha') \right)$$

$$i = \frac{E}{m'l} e^{-\delta t} \sin m't$$

avec :

$$\delta = \frac{R}{2l}$$

$$m' = \left(\frac{1}{Cl} - \frac{R^2}{4l^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha' = \arctg \frac{m'}{\delta}$$

Les figures 23 et 24 donnent les formes de u et de i :

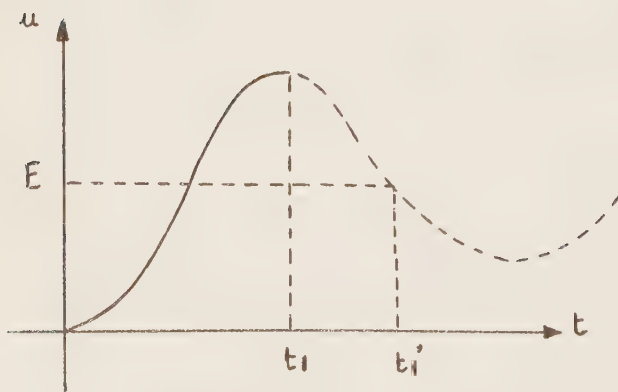


fig.23

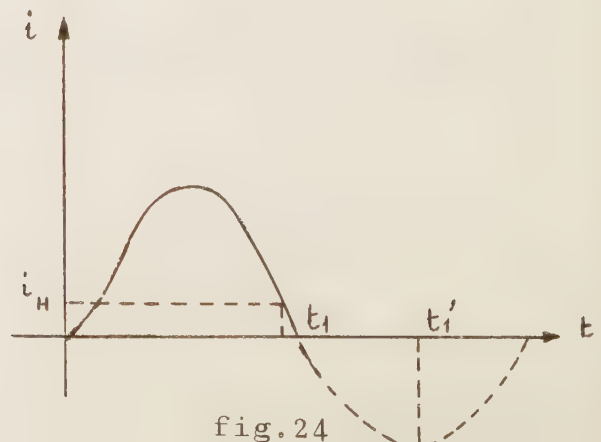


fig.24

Peu avant l'instant $t = t_1$ le courant i devient inférieur au courant de maintien i_H et le thyristor t_h s'éteint au moment où $V_{Am} > E > 0$.

a - 2) Cas du régime apériodique

Si $R^2 > \frac{4L}{C}$ nous avons un régime apériodique :
 u et i sont donnés par :

$$u = E \left(1 - \frac{e^{-\delta t}}{m \sqrt{1 - C}} \operatorname{sh} (mt + \alpha) \right)$$

$$i = \frac{E}{mL} e^{-\delta t} \operatorname{sh} mt$$

avec :

$$m = \left(\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = j \alpha'$$

Les figures 25 et 26 donnent les formes de u et de i :

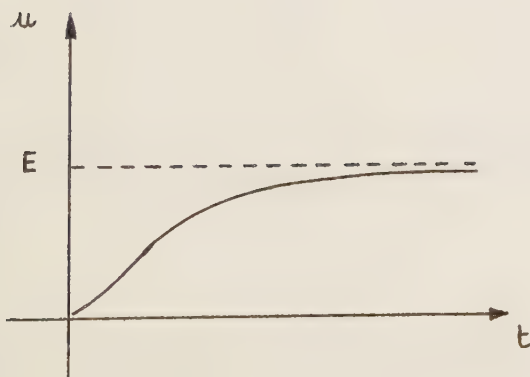


fig.25

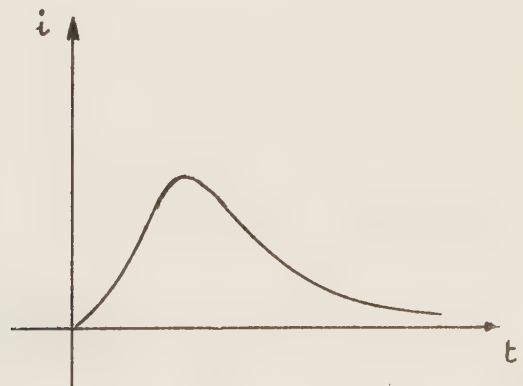


fig.26

b) 2ème séquence

Nous amorçons T_H .

Le condensateur c ayant à ses bornes une d.d.p $\geq E$ va se décharger, à travers T_H , d et la self l qui rend le régime oscillatoire.

Prenons comme origine de temps l'instant où T_H est amorcé nous obtenons pour u et i les courbes présentées par les figures 27 et 28.

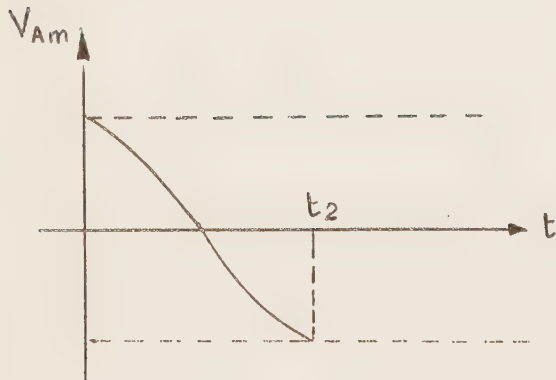


fig.27

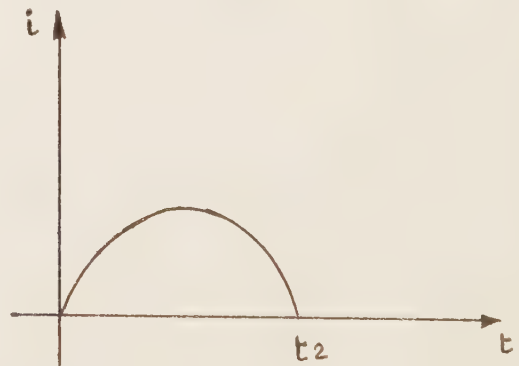


fig.28

Le courant circule dans le sens passant pour T_H et d . Il s'arrête à l'instant $t = t_2$ après une demi période du régime oscillatoire telle que

$$T = 2 \pi \sqrt{lc}$$

et ne peut s'inverser du fait de la présence de la diode d .

La charge de C est donc inversée et u est < 0 .

c) 3ème séquence

Au moment choisi pour éteindre T_H nous amorçons t_h .
Nous appliquons ainsi une tension inverse aux bornes de T_H .

Si V_{Am} demeure < 0 pendant un temps supérieur au temps de " turn off " (T_{off}) de T_H , ce dernier s'éteint; sinon il se réamorce, ce qui impose un minimum pour la valeur de I_C .

Après extinction de T_H le circuit devient identique à ce qu'il était lors de la première séquence et le cycle recommence.

Etude expérimentale

Les oscillogrammes, représentées sur la figure 29 montrent, pour une séquence de commande de T_H , et de t_h , les variations de V_{ak} et de $-u$.

A - Lorsque t_h est amorcé:

Le condensateur C se charge jusqu'à saturation; pendant la charge la chute de tension aux bornes de t_h est faible.

A partir du moment où i devient inférieur à i_H le condensateur C est pratiquement saturé, le thyristor t_h s'éteint et il apparaît une augmentation de la d.d.p V_{ak} .

Nous remarquons bien que pour cette séquence le régime est apériodique .

Ordre des grandeurs des éléments du circuit:

$$C = 4 \mu F$$

$$L = 25 \mu H$$

pour $R \geq 5\Omega$ (et c'est le cas qui se présente dans notre travail)
nous avons .

$$R^2 \geq 4 \frac{1}{C}$$

B - Lorsque T_H est amorcé:

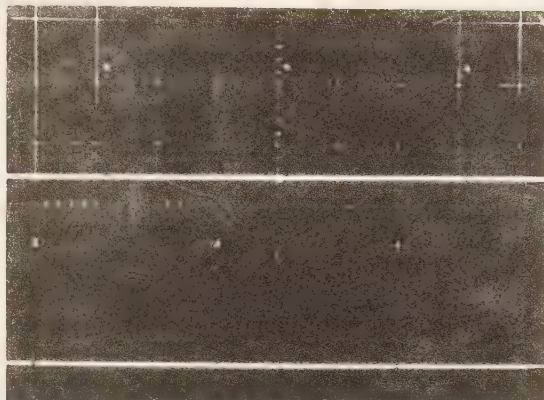
La d.d.p aux bornes de C s'inverse. Nous constatons que, pendant la conduction de la diode d, V_{ak} est légèrement négatif.

Nous remarquons que ce circuit assure une parfaite extinction de T_H mais il nécessite toutefois une commande auxiliaire dépendante de la commande principale. L'étude de celles-ci sont décrites dans le chapitre suivant.

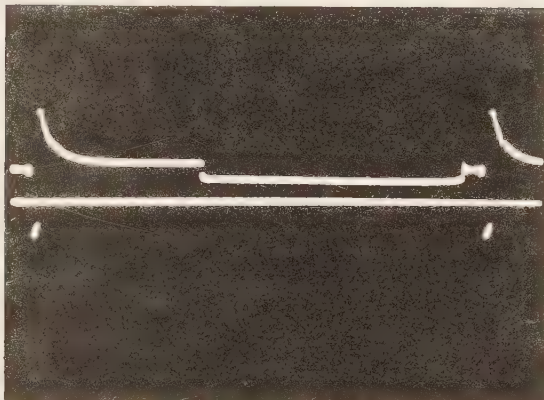
OSCILLOGRAMMESa- Séquence de commande T_H , et t_h

2V/div

2V/div

500 μ S/divb- Variations de V_{ak}

2V/div

200 μ S/divc- Variations de - u

5V/div

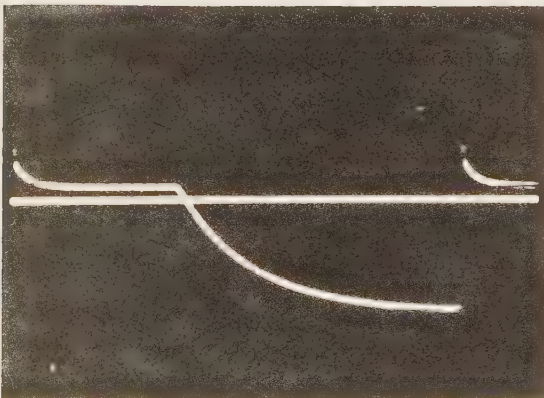
200 μ S/div

figure 29

QUATRIEME CHAPITRE

SIGNAUX DE COMMANDE

DES INTERRUPTEURS

- 1 - Impératifs du pilotage.
- 2 - Production des impulsions de commande des interrupteurs.
- 3 - Transistor unijonction.
- 4 - Amplificateur opérationnel monté en comparateur.
- 5 - Retardateur de créneau.
- 6 - Réalisation du générateur des signaux de commande des interrupteurs :
 - 6.1 - Schéma du générateur
 - 6.2 - Transformateurs d'impulsions
 - 6.3 - Résistances variables
 - 6.4 - Dispositif du retard.

1 - IMPERATIFS DU PILOTAGE

1.1 - Séquence de fonctionnement des interrupteurs

Les figures 33 montrent la séquence de fonctionnement des interrupteurs:

Les figures a, b, c, d représentent la séquence de fonctionnement des thyristors principaux.

Les figures a', b', c', d' représentent la séquence de fonctionnement des thyristors auxiliaires d'extinction.

1.2 - Impératifs du fonctionnement de la commande

Les niveaux d'énergie fournie par les impulsions du pilote doivent être suffisants pour amorcer les thyristors choisis; les valeurs du courant et de la tension de commande sont données par le constructeur. Etant donné le danger qui pourrait résulter de l'amorçage simultané des thyristors TH_1 et TH_3 ou TH_2 et TH_4 il est nécessaire d'utiliser un unique oscillateur pour régler un plan de phase commun à tous les thyristors. Cet oscillateur autonome devra présenter une bonne stabilité en fréquence.

2 - PRODUCTION DES IMPULSIONS DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS

Les impératifs du pilotage nous ont conduit à choisir un générateur de signaux en "dents de scie" à transistor unijonction suivi d'amplificateurs opérationnels montés en comparateurs.

Séquence de fonctionnement des interrupteurs

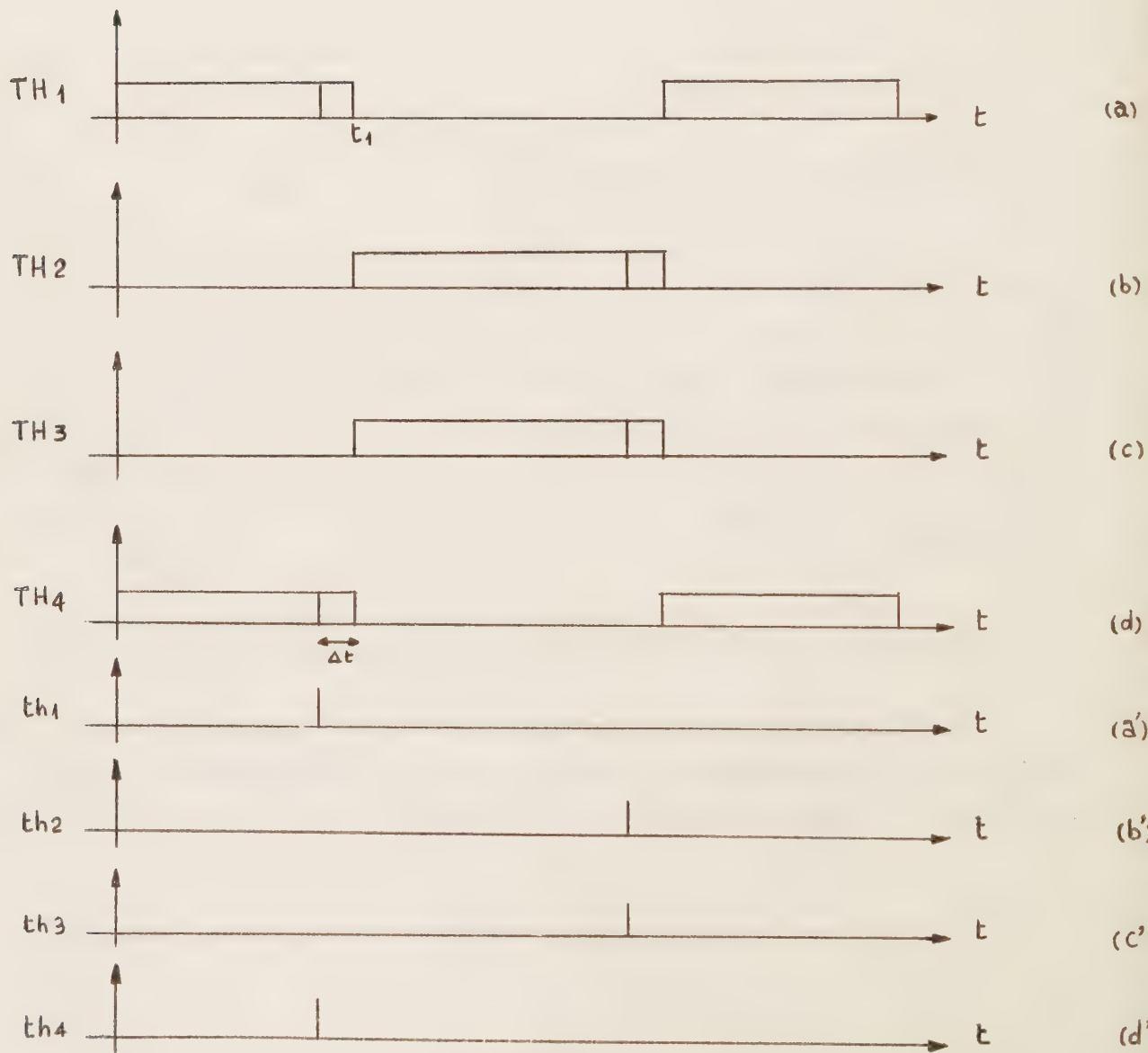


FIGURE 33

3 - TRANSISTOR UNIJONCTION

Les caractéristiques essentielles du transistor unijonction résident surtout dans sa stabilité d'amorçage et sa résistance élevée à l'état non conducteur. Toutefois, dans la majorité des cas, il ne fournit pas un courant suffisant pour l'amorçage simultané de plusieurs thyristors dans toute la gamme de températures.

La figure 34 montre le transistor unijonction monté en oscillateur en "dents de scie".

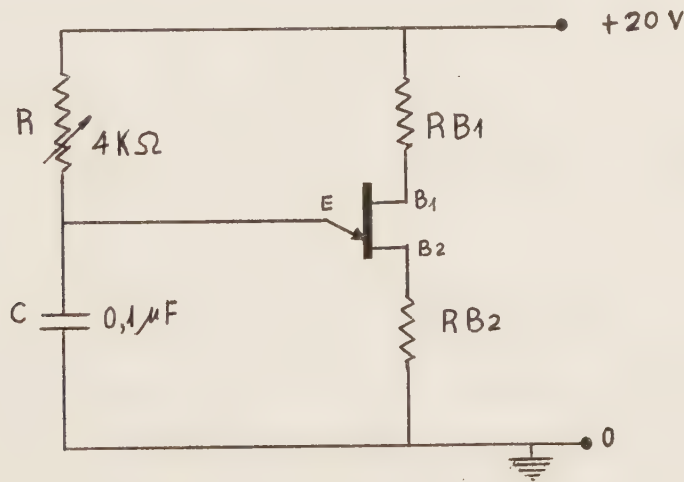


fig.34

Au temps t_0 , la tension d'émetteur est nulle. Cette tension augmente graduellement suivant la charge du condensateur C , à travers la résistance R . A partir d'une certaine tension d'émetteur, l'ensemble devient brusquement conducteur et le condensateur se décharge dans la résistance de base RB_2 ; la tension de l'émetteur décroît brusquement et le circuit se trouve à l'état bloqué.

L'ensemble se comporte comme un relaxateur dont la période de recurrence est donnée par:

$$T = RC \log \frac{1}{1-n} ;$$

n étant un rapport intrinsèque du transistor sa valeur est comprise entre 0,5 et 0,8.

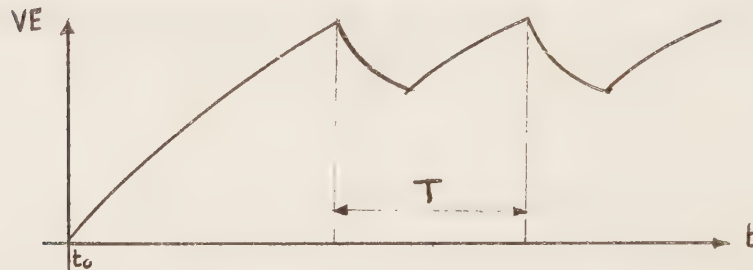


fig.35

4 - AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL MONTE EN COMPAREUR

L'amplificateur opérationnel de gain très élevé est utilisé en boucle ouverte (figure 36). Sa sortie ne peut être dès lors qu'au potentiel des sources d'alimentation.

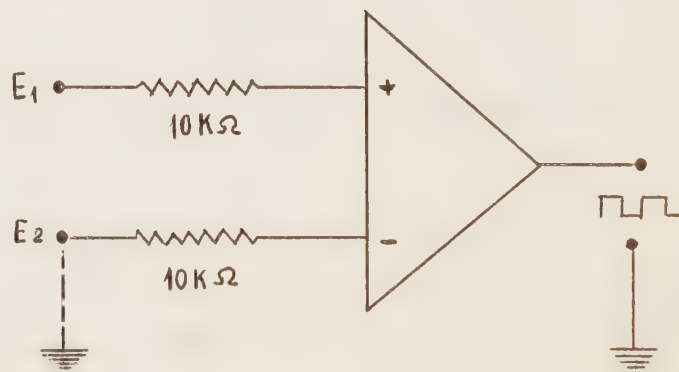


fig.36

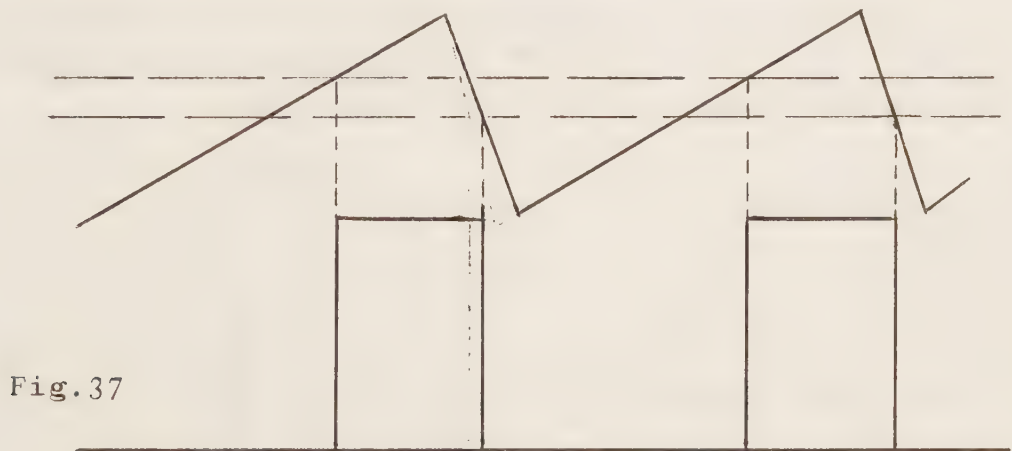
Pour une tension très faible à l'entrée telle que :

$$VE_1 > VE_2 \quad \text{la sortie est au + H.T.}$$

et

$$VE_1 < VE_2 \quad \text{la sortie est au - H.T.}$$

Dans nos expériences nous avons utilisé comme amplification opérationnel le circuit intégré MIC 709 dont les caractéristiques sont données en annexes. Une tension d'entrée de 0,5 mV environ suffit à assurer le basculement. En injectant sur une des entrées un signal en dent de scie et sur l'autre une tension de référence, la tension de sortie se présente sous la forme d'un créneau à front raide (fig.37).



5 - RETARDATEURS DE GRENEAU

Pour assurer une séquence correcte du fonctionnement nous avons vu que huit impulsions sont nécessaires pour la commande des interrupteurs. Cependant certaines d'entre elles doivent être retardées pour éviter des phénomènes de court-circuit issus d'une conduction simultanée. Le retard des impulsions formées de créneaux peut être réalisé selon plusieurs techniques. Nous en citons deux dont la réalisation est très simple et qui conviennent parfaitement à notre problème:

5.1 - Par déplacement du niveau de la tension de référence; les dents de scie restent injectées à l'autre entrée et la sortie fournit alors un signal de rapport cyclique variable.

Cette solution offre l'avantage de fournir plusieurs créneaux déphasés.

Le retard peut être, par exemple, de 20 microsecondes à 1,5 millisecondes pour un cycle de 1,6 millisecondes.

5.2 - Par application du créneau à retarder à l'entrée non inverseuse et la dérivée de celui-ci à l'entrée inverseuse (figure 38). La tension de sortie est alors un créneau retardé par rapport à celui d'entrée (figure 39).

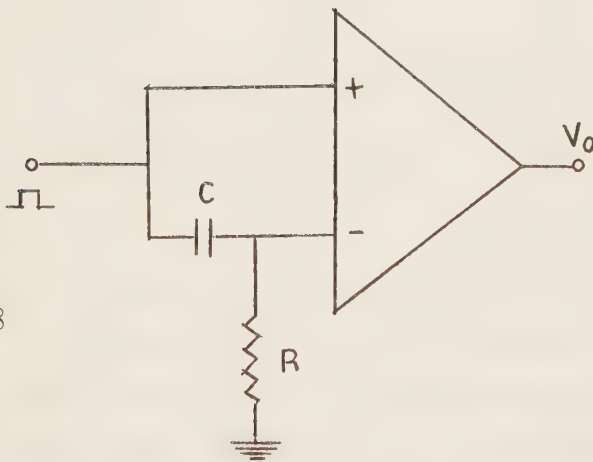


fig.38

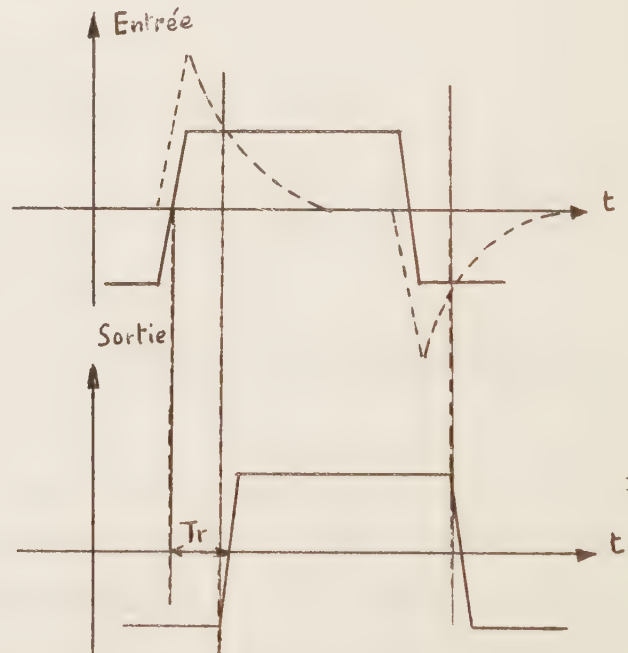


fig.39

Le retard est fonction des valeurs de R et C du circuit dérivateur. Pour $R = 2,2 \text{ K}\Omega$ et $C = 6900 \text{ pF}$, le retard est de $14 \mu\text{s}$.

6 - REALISATION DU GENERATEUR DES SIGNAUX DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS

6.1 - Schémas du générateur

La figure 40 représente le schéma synoptique du générateur des signaux de commande des interrupteurs . Ce générateur est constitué, comme indiqué, de :

- a)- Générateur des signaux en "dents de scie"
- b)- Comparateur délivrant des signaux à fronts raides (pour produire les impulsions de commande des thyristors principaux)
- c)- Différentiateur
- d)- Amplificateur étage de sortie délivrant les impulsions de commande des thyristors principaux
- e)- identique à (b) (Pour produire les impulsions de commande de deux thyristors d'extinction)
- f)- identique à (c)
- g)- identique à (d) (Pour deux thyristors d'extinction seulement)
- h)- identique à (e) (Pour les deux autres thyristors d'extinction)
- i)- identique à (f)
- j)- identique à (g) (Pour les deux autres thyristors d'extinction).

Les figures 41, 42, et 43 donnent les schémas détaillés du générateur.

6.2 - Transformateurs d'impulsions

Les transformateurs d'impulsions sont réalisés par bobines sur des noyaux à ferrites.

Le nombre des spires constituant l'enroulement primaire est de 200, et celui de chacun des secondaires est de 80.

6.3 - Résistances variables

Les résistances variables sont réglées de manière à assurer la séquence de fonctionnement correcte.

6.4 - Dispositif du retard

Le dispositif du retard adopté, pour sa souplesse et sa stabilité, est celui consistant à faire varier le rapport cyclique.

Le retard réalisé est de 30 à 40 μ s; il est suffisant pour que deux thyristors principaux d'une branche s'éteignent avant l'amorçage des thyristors principaux de l'autre branche.

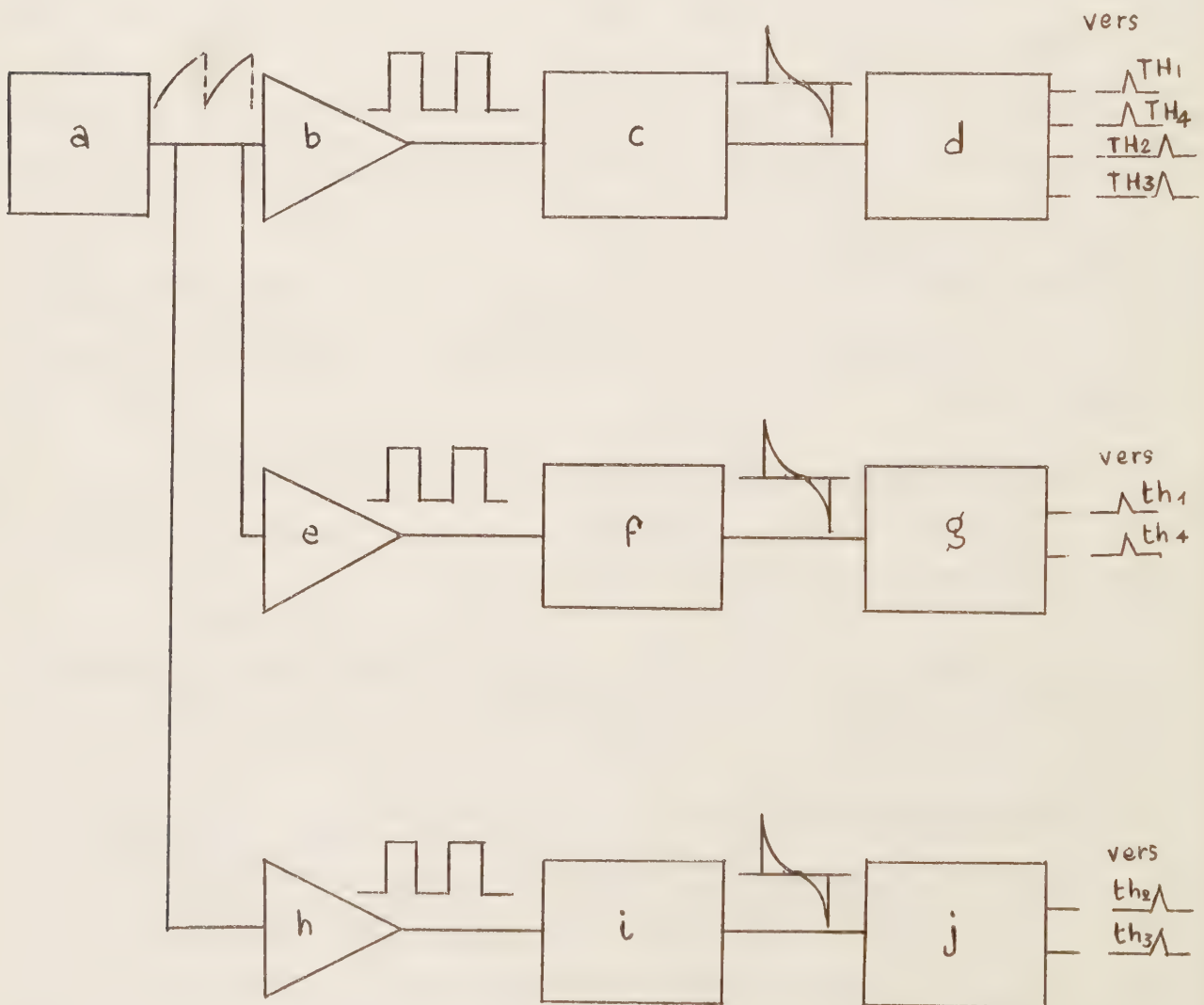
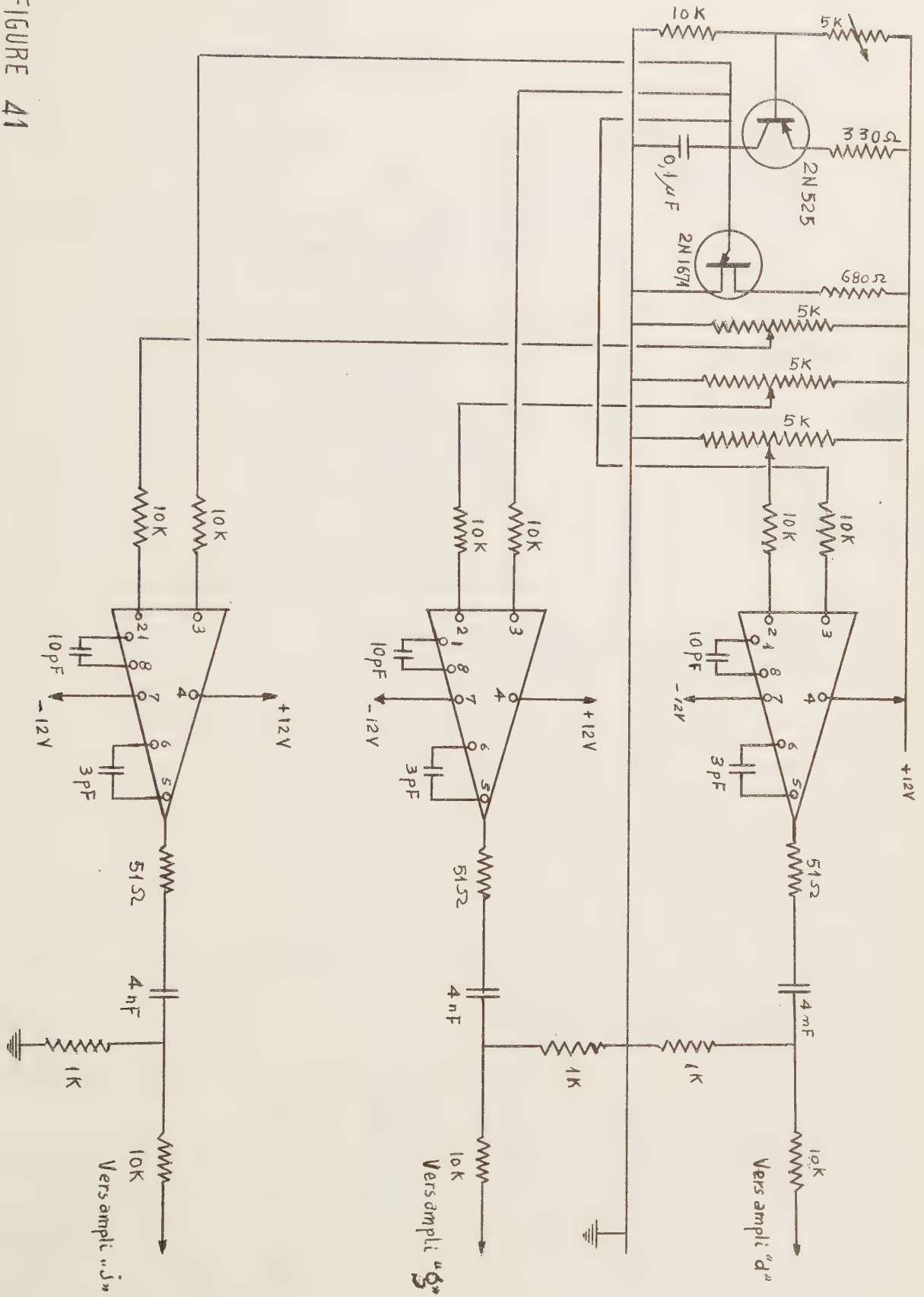


fig.40 Générateur d'impulsions de commande.

FIGURE 41



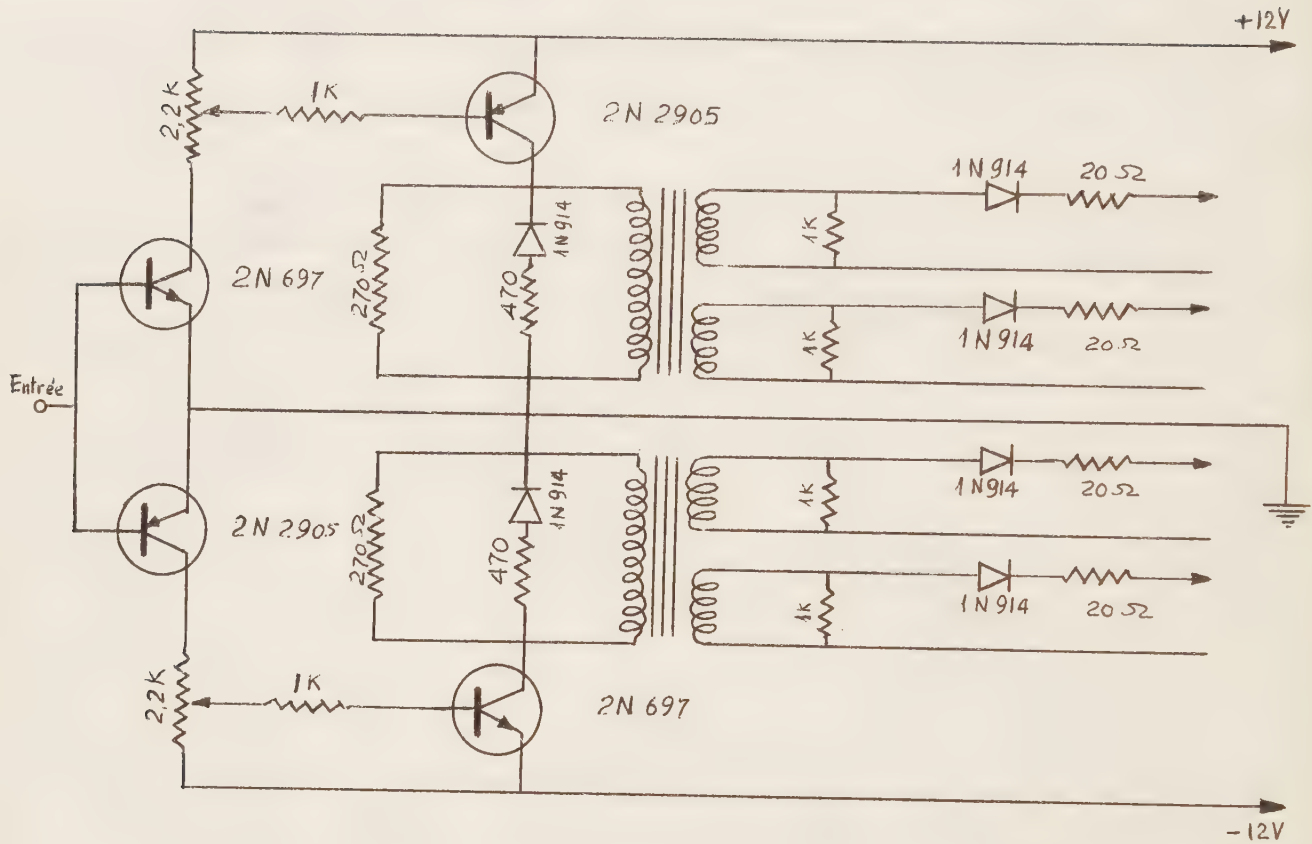


FIG. 42 - AMPLIFICATEUR "d"

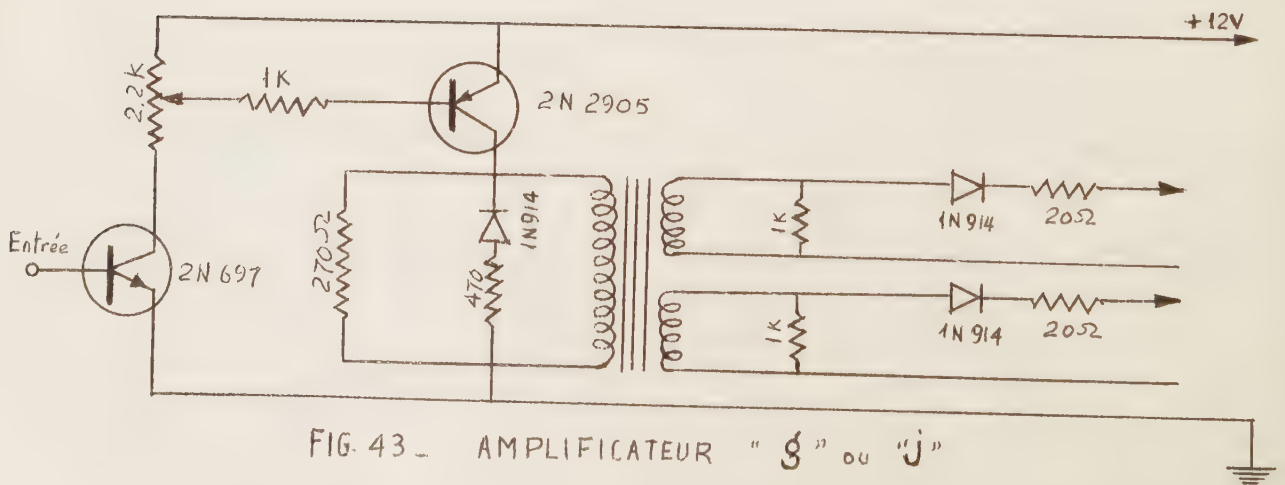


FIG. 43 - AMPLIFICATEUR "g" ou "j"

CINQUIEME CHAPITRE

DOUBLEUR DE TENSION CONTINUE

(ETUDE ANALYTIQUE)

- 1 - Doubleur fonctionnant à vide.
- 2 - Doubleur fonctionnant en charge.
 - 2.1 - Mise en conditions du système
 - 2.2 - Caractéristiques du doubleur
 - 2.3 - Mise en équations
 - 2.4 - Analyse des équations
 - 2.5 - Optimisation du système
 - 2.6 - Interprétation des résultats de calcul
et comparaison expérimentale.

1 - DOUBLEUR FONCTIONNANT A VIDE

La figure 44 représente le schéma d'un doubleur non chargé muni d'un circuit de mise en "conditions initiales" permettant de donner, par l'intermédiaire de la diode D, une charge initiale au condensateur C_2 et d'éviter ainsi que les charges sur les armatures du condensateur C_1 changent de signes.

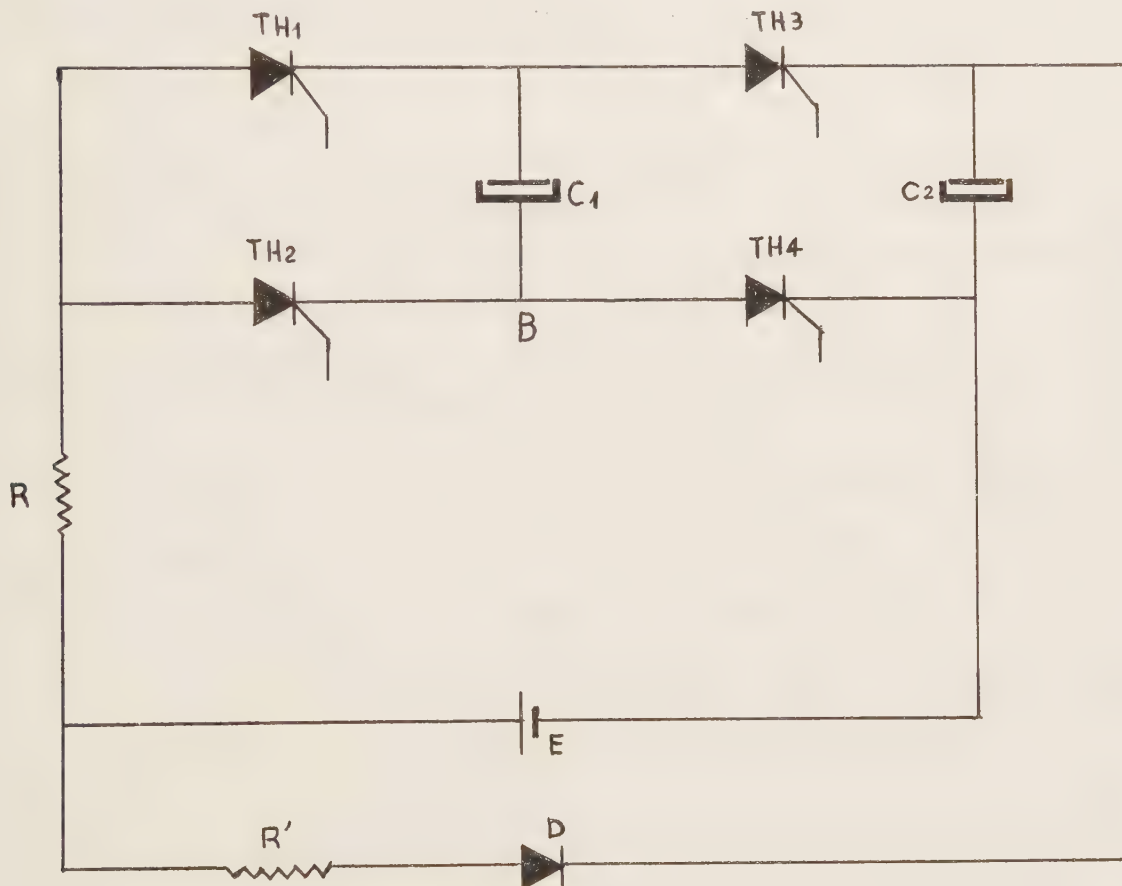


fig.44 - Doubleur à vide.

Pour des raisons de clarté nous n'avons pas représenté sur ce schéma les circuits d'extinction, les circuits de protection ni les circuits de commande.

La diode D permet un passage unidirectionnel du courant, de la source vers le condensateur C_2 ; elle interdit ainsi l'écoulement de la charge de C_2 à travers le circuit de "mise en conditions" à partir du moment où la d.d.p aux bornes de C_2 devient supérieure à E.

La résistance R représente la résistance série de la maille en fonctionnement: soit la résistance équivalente de l'ensemble résistance interne de la source et résistance équivalente des interrupteurs en conduction.

La résistance R' représente la résistance série du circuit de "mise en conditions". La séquence de fonctionnement, exposée précédemment, permet d'établir les équations suivantes:

Nous négligerons ici, afin de ne pas alourdir les expressions, la durée Δt d'extinction des thyristors.

1.1 - Séquence (0, t_1)

De 0 à t_1 les thyristors TH_1 et TH_4 "travaillent" et les thyristors TH_2 et TH_3 sont "au repos".

C_1 se charge à travers R selon la loi :

$$q_1 = C_1 E (1 - \exp(-t/RC_1))$$

C_2 se charge à travers R' selon la loi :

$$q_2 = C_2 E (1 - \exp(-t/R'C_2))$$

A l'instant $t = 0$:

La charge initiale de C_1 est $q_{10} = 0$

La charge initiale de C_2 est $q_{20} = 0$

A l'instant $t = t_1$:

La charge de C_1 est $q_{11} = C_1 E$

La charge de C_2 est $q_{21} = C_2 E$

La durée de cette séquence est $5 R C_1$ (microsecondes).
A partir de l'instant t_1 la branche de "mise en conditions" ne sera traversée par aucun courant.

2.1 - Séquence (t_1, t_2)

De t_1 à t_2 :

Les thyristors TH_1 et TH_4 sont "au repos"

Les thyristors TH_2 et TH_3 "travaillent"

La figure 45 représente la maille entrant en fonctionnement.

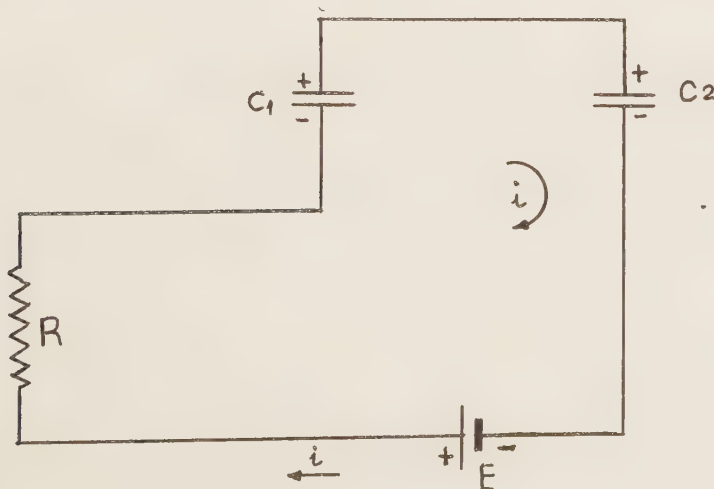


fig.45

Nous pouvons écrire pour cette maille :

$$E = Ri - q_1/C_1 + q_2/C_2 \quad (4)$$

$$i = dq_2/dt = - dq_1/dt \quad (5)$$

En dérivant (4) et tenant compte de (5) nous obtenons :

$$d^2 q_2/dt^2 + (1/RC_1 + 1/RC_2) dq_2/dt = 0$$

Soit en divisant par C_2 et en posant : $V_2 = \frac{q_2}{C_2}$, $A = 1/RC_1 + 1/RC_2$

$$d^2 V_2/dt^2 + A dV_2/dt = 0 \quad (6)$$

(6) admet comme solution :

$$V_2 = M \exp(-At) + N$$

à l'instant t_1

$$t = 0$$

$$V_2 = E$$

$$i = E/R.$$

D'où $M + N = E$.

D'autre part nous avons :

$$i = dq_2/dt = C_2 (-AM \exp(-At))$$

d'où :

$$-C_2 AM = E/R$$

soit $M = - E / RC_2 A.$

et $N = E - M$

Compte tenu de ces valeurs nous pouvons écrire :

$$V_2 = E \left(1 + \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) - E \left(\frac{C_1}{C + C_2} \right) \text{EXP} (-At)$$

quand t augmente (soit $At \neq 5$):

$$V_2 \text{ tend vers } E \left(1 + C_1 / (C_1 + C_2) \right)$$

Cette dernière valeur a été obtenue lors de l'étude du système contenue dans le chapitre II.

Ordre de grandeur

Pour $C_1 = 2000 \mu F$

$C_2 = 20 \mu F$

Nous avons :

$$V_2 \neq 1,99 E.$$

Ce résultat fondamental met bien en évidence la multiplication par deux de la tension de la source. Il ne fait pas apparaître toutefois son fonctionnement industriel puisque le condensateur C_2 constituant la sortie du dispositif n'est pas shunté par une charge.

2 - DOUBLEUR CHARGE

Chargeons alors le doubleur précédent par une résistance de charge RS en connectant cette dernière aux bornes du condensateur C_2 . Ainsi, comme, dans le montage Schenkel le circuit de sortie, présente un point commun avec le circuit d'entrée. Il peut être mis à la masse.

2.1 - Mise en conditions du système

Le doubleur fonctionne tout d'abord à vide ce qui assure aux condensateurs C_1 et C_2 les charges initiales respectives :

$$\left. \begin{aligned} q_{10} &= C_1 E \\ q_{20} &= 2 C_2 E \end{aligned} \right\} (7)$$

Une fois ce régime établi, le doubleur sera chargé par insertion de la résistance RS.

2.2 - Caractéristiques du doubleur.

Nous nous proposons de calculer les éléments constitutifs du doubleur, en établissant les équations régissant son fonctionnement et en imposant à la tension de sortie V_2 une limite inférieure $V_{2 \text{ MIN}}$. Cette valeur contribuera à l'établissement de la loi de variation de la tension de sortie. En effet une étude qualitative de ce système met en évidence les séquences de fonctionnement suivantes relatives à un cycle :

- 1°- Charge de C_1 et décharge simultanée de C_2 jusqu'à $V_{2 \text{ min}}$.
Nous déterminerons la loi de variation des tensions à leurs bornes (V_1 et V_2) à l'aide des conditions initiales de ce cycle.
- 2°- Décharge de C_1 et charge simultanée de C_2 (avec de nouvelles conditions initiales issues de 1°). Cette séquence permettra de déterminer de nouvelles valeurs finales sur V_1 et V_2 qui seront prises comme conditions initiales pour le cycle suivant, c'est-à-dire : nouvelle charge de C_1 et décharge de C_2 . Cette séquence de fonctionnement est représentée par la figure 46.

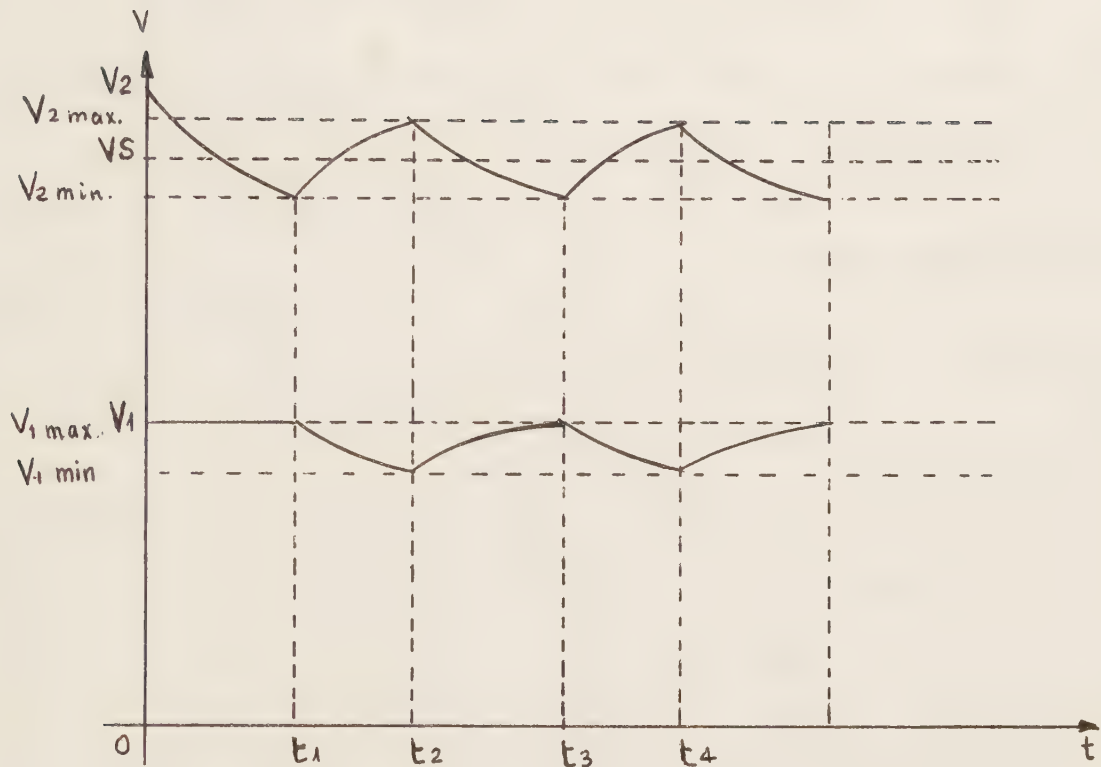


fig.46

Nous nous proposons de calculer le doubleur de façon à maintenir constante aux bornes de C_2 la valeur moyenne de la tension V_2 , soit V_S cette valeur. Nous tolérerons une certaine "ondulation" de part et d'autre de V_S de valeur maximum ΔV_S .

2.3 - Mise en équations

Dans le but de simplifier les calculs nous négligerons comme précédemment, les temps d'extinction des thyristors Δt .

1° - Séquence (0, t₁) :

De 0 à t₁ les thyristors TH₁ et TH₄ "travaillent"

et les thyristors TH₂ et TH₃ sont "au repos "

A l'instant t = 0 nous connectons RS; C₁ étant chargé.

V₂ varie entre V₂ Max et V₂ Min.

Nous pouvons écrire:

$$\Delta VS = \frac{V_2 \text{ Max} - V_2 \text{ Min}}{2} \text{ et}$$

$$VS = V_2 \text{ min} + \Delta VS .$$

C₂ se décharge à travers RS selon la loi :

$$q_2 = q_{20} \text{ EXP } (-t/RSC_2)$$

A l'instant t = t₁ la d.d.p V₂ devient égale à V₂ Min.

Durée de la séquence: La durée de la séquence doit être limitée, et calculée, de façon à ce que V₂ ne devienne pas inférieure à V₂ Min. A la fin de cette séquence nous pouvons donc écrire:

$$2 E . \text{EXP } (-t_1/RSC_2) = V_2 \text{ Min}$$

soit :

$$\text{EXP } (-t_1/RSC_2) = V_2 \text{ Min}/2E$$

D'où

$$t_1 = RSC_2 \quad \text{Log} \quad \frac{2 E}{V_2 \text{ Min}}$$

Ordre de grandeur:

$$E = 100 \text{ volts}$$

$$V_2 \text{ Min} = 175 \text{ volts}$$

$$R_S = 1000 \text{ ohms}$$

$$C_2 = 10 \text{ microfarads}$$

$$t_1 = 1,3 \text{ millisecondes.}$$

2° - Séquence (t_1, t_2):

De t_1 à t_2 les thyristors TH_1 et TH_4 sont "au repos"
et les thyristors TH_2 et TH_3 "travaillent"

La figure 46-1 représente les mailles entrant en fonctionnement:

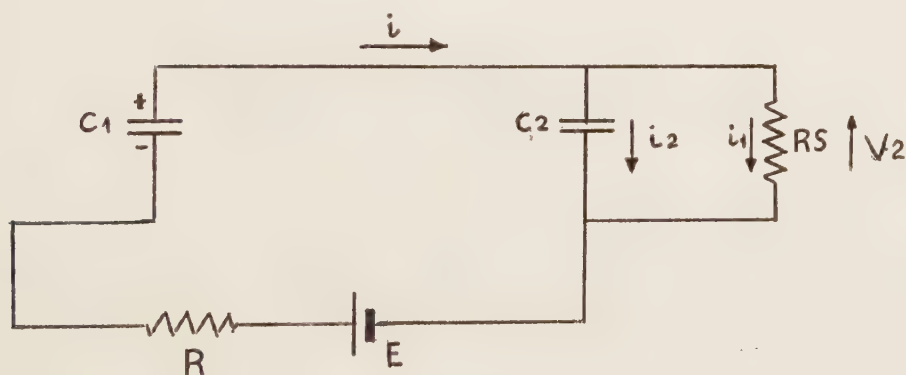


fig.46-1

Nous pouvons écrire pour cette maille:

$$E = Ri - \frac{q_1}{C_1} + V_2 \quad (8)$$

$$i_2 = C_2 \frac{dv_2}{dt}$$

$$i_1 = \frac{V_2}{RS}$$

$$i = i_1 + i_2 = \frac{V_2}{RS} + C_2 \frac{dv_2}{dt} \quad (9)$$

$$i = - \frac{dq_1}{dt}$$

En dérivant (8) et compte tenu de (9) nous pouvons écrire :

$$\frac{d^2 v_2}{dt^2} + \frac{dv_2}{dt} \left(\frac{1}{RSC_2} + \frac{1}{RC_1} + \frac{1}{RC_2} \right) + \frac{1}{RRS C_1 C_2} v_2 = 0$$

Soit :

$$\frac{d^2 v_2}{dt^2} + A \frac{dv_2}{dt} + B v_2 = 0 \quad (10)$$

avec :

$$A = \frac{1}{RSC_2} + \frac{1}{RC_1} + \frac{1}{RC_2}$$

$$B = \frac{1}{RRS C_1 C_2}$$

(10) admet comme solution :

$$v_2 = M \exp(Pt) + N \exp(Qt)$$

avec :

$$P = \frac{-A - D}{2}$$

$$Q = \frac{-A + D}{2}$$

$$D = (A^2 - 4B)^{\frac{1}{2}}$$

Calcul des constantes M et N

Nous avons les conditions initiales suivantes :

$$q_{11} = C_1 E \quad \text{soit}$$

$$V_{11} = V_1 \text{ Max } *$$

$$V_{21} = V_2 \text{ Min}$$

$$(i)_0 = \frac{(E + V_1 \text{ Max}) - V_2 \text{ Min}}{R}$$

D'où :

$$M + N = V_2 \text{ Min}$$

Expression de l'intensité :

Nous avons :

$$i = \frac{V_2}{RS} + C_2 \frac{dv_2}{dt}$$

Soit :

$$i = \frac{1}{RS} (M \text{ EXP } (Pt) + N \text{ EXP } (Qt)) + C_2 (PM \text{ EXP } (Pt) + QN \text{ EXP } (Qt))$$

à l'instant $t = 0$ en t_1 nous avons :

$$(i)_0 = \frac{1}{R} (M+N) + C_2 (PM + QN)$$

$$= \frac{E + V_1 \text{ Max} - V_2 \text{ Min}}{R}$$

* ici égale à E mais notée pour toutes les séquences $V_1 \text{ Max}$.

D'où :

$$M = \frac{V_2 \text{ Min } \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{RS} + C_2 Q \right) - \left(\frac{E + V_1 \text{ Max}}{R} \right)}{C_2 D}$$

$$N = V_2 \text{ Min} - M$$

Durée de la séquence : La durée de la séquence doit être limitée, et calculée de façon que la fonction $V_2(t)$ soit croissante.

Nous avons intérêt à faire arrêter cette séquence, par extinction forcée, à un instant t_2 n'excédant pas l'instant correspondant au maximum de $V_2(t)$, $V_2 \text{ Max}$.

Etude de $V_2(t)$:

$$V_2(t) \text{ est maximum pour } \frac{dV_2}{dt} = 0$$

$$\text{et } \frac{d^2V_2}{dt^2} < 0$$

Nous avons :

$$V_2 = M \text{ EXP } (Pt) + N \text{ EXP } (Qt)$$

d'où :

$$\frac{dV_2}{dt} = PM \text{ EXP } (Pt) + QN \text{ EXP } (Qt)$$

Soit à l'instant $t = t_2$ $\frac{dV_2}{dt} = 0$

D'où :

$$PM \exp(Pt_2) + QN \exp(Qt_2) = 0$$

Soit :

$$PM \exp((P-Q)t_2) + QN = 0 \quad (11)$$

et :

$$t_2 = \frac{1}{P-Q} \log \frac{-QN}{PM}$$

ou :

$$t_2 = -\frac{1}{D} \log \frac{-QN}{PM}$$

Etude du signe de $\frac{d^2V_2}{dt^2}$:

Nous avons :

$$\frac{d^2V_2}{dt^2} = P^2M \exp(Pt) + Q^2N \exp(Qt)$$

A l'instant $t = t_2$ nous pouvons écrire :

$$\frac{d^2V_2}{dt^2} = P^2M \exp(Pt_2) + Q^2N \exp(Qt_2)$$

Soit :

$$\frac{d^2V_2}{dt^2} = \exp(Qt_2) \cdot [P^2M \exp((P-Q)t_2) + Q^2N]$$

et compte tenu de (11) nous avons enfin :

$$\frac{d^2 V_2}{dt^2} = (-QNP + Q^2 N) \cdot \text{EXP} (Qt_2)$$

Le signe de $\frac{d^2 V}{dt^2}$ est celui de $(-QNP + Q^2 N)$

nous avons :

$$P < 0$$

$$Q < 0$$

$$|P| > |Q|$$

D'où :

$$Q^2 > 0 \quad \text{et} \quad QP > 0$$

et :

$$PQ > Q^2$$

Pour :

$$N > 0 \quad (\text{car } M \text{ est } < 0)$$

Nous avons donc :

$$-QNP + Q^2 N < 0$$

Nous constatons bien que $V_2(t)$ passe par un maximum pour $t = t_2$.

Nous pouvons, bien entendu, faire arrêter la séquence à un instant précédant à l'instant t_2 ; ceci est conditionné par les exigences en tension demandées au système.

Expression de la tension V_2 à l'instant t_2 :

$$V_{2 \text{ Max}} = M \text{ EXP } (Pt_2) + N \text{ EXP } (Qt_2)$$

Expression de l'intensité du courant à l'instant t_2 :

Comme à l'instant t_2 nous avons $\frac{dv_2}{dt} = 0$

l'expression de i se limite à :

$$i = \frac{V_{2 \text{ Max}}}{RS}$$

Soit :

$$i = \frac{1}{RS} \left(M \text{ EXP } (Pt_2) + N \text{ EXP } (Qt_2) \right)$$

Expression de la tension V_1 à l'instant t_2 :

La valeur de la d.d.p aux bornes de C_1 à l'instant t_2 est notée $V_{1 \text{ Min}}$, et elle est égale à :

$$V_{1 \text{ Min}} = V_{2 \text{ Max}} - E + Ri$$

Soit :

$$V_{1 \text{ Min}} = V_{2 \text{ Max}} - E + \frac{R}{RS} V_{2 \text{ Max}}$$

que nous pouvons écrire :

$$V_{1 \text{ Min}} = V_{2 \text{ Max}} \left(1 + \frac{R}{RS} \right) - E$$

Ordre de grandeur :

$$E = 100 \text{ volts}$$

$$V_{2 \text{ Min}} = 175 \text{ volts}$$

$$R_S = 1000 \text{ ohms}$$

$$R = 10 \text{ ohms}$$

$$C_1 = 500 \text{ microfarads}$$

$$C_2 = 10 \text{ microfarads}$$

$$V_{1 \text{ Max}} = 97,4 \text{ volts}$$

$$V_{2 \text{ Max}} = 194,8 \text{ volts}$$

$$V_{1 \text{ Min}} = 96,7 \text{ volts .}$$

Calcul de l'ondulation

Nous avons :

$$\Delta V_S = \frac{V_{2 \text{ Max}} - V_{2 \text{ Min}}}{2}$$

Pour les ordres de grandeurs précitées nous trouvons :

$$\Delta V_S = \frac{19,8}{2} \text{ volts}$$

Soit une ondulation de :

$$K = \frac{\Delta V_S}{V_S} \neq \frac{5}{100}$$

Valeur de l'intensité à l'instant t_2

Nous avons $i = \frac{194,8}{1000} \neq 0,195$ Ampères.

Bilan de tension à l'instant t_2

Nous avons : $V_2 \text{ Max} = 194,8$ volts

$V_1 \text{ Min} = 96,7$ volts

$E = 100$ volts

$R = 10$ ohms

$i = 0,195$ Ampères

ce qui vérifie bien l'équation suivante :

$$V_2 \text{ Max} = (E + V_1 \text{ Min} - Ri)$$

3°- Séquence (t_2, t_3) :

De t_2 à t_3 les thyristors TH_1 et TH_4 "travaillent" et les thyristors TH_2 et TH_3 sont "au repos"

Durant cette séquence :

Le condensateur C_1 se charge à travers E.

Le condensateur C_2 se décharge à travers RS.

La d.d.p (aux bornes de C_2) ne doit pas descendre au-delà de $V_2 \text{ Min}$ imposée d'où un seuil pour la d.d.p aux bornes de C_1 appelé $V_1 \text{ Max}$.

Charge du condensateur C_1

Le condensateur C_1 ayant une charge initiale

$q_{12} = C_1 V_{1 \text{ Min}}$, la loi de charge est donnée par :

$$q_1 = C_1 E + (q_{12} - C_1 E) \text{EXP} \left(- \frac{t}{RC_1} \right)$$

La d.d.p V_1 est alors :

$$V_1 = E + (V_{1 \text{ Min}} - E) \text{EXP} \left(- \frac{t}{RC_1} \right)$$

Décharge du condensateur C_2

Le condensateur C_2 ayant une charge initiale $q_{22} = C_2 V_{2 \text{ Max}}$ se décharge à travers RS selon la loi :

$$q_2 = q_{22} \text{EXP} \left(- \frac{t}{RSC_2} \right)$$

La d.d.p aux bornes de C_2 est donnée par :

$$V_2 = V_{2 \text{ Max}} \text{EXP} \left(- \frac{t}{RSC_2} \right)$$

Durée de la séquence

L'origine du temps étant l'instant t_2

Nous avons à l'instant t_3 :

$$V_2 = V_{2 \text{ Min}}$$

D'où :

$$V_{2 \text{ Min}} = V_{2 \text{ Max}} \text{EXP} \left(- \frac{t_3}{RSC_2} \right)$$

Soit :

$$t_3 = RSC_2 \log \frac{V_{2 \text{ Max}}}{V_{2 \text{ Min}}}$$

Expression de la d.d.p V_1 à l'instant t_3

Nous avons :

$$V_{1 \text{ Max}} = E + (V_{1 \text{ Min}} - E) e^{-\frac{t_3}{RC_1}}$$

Ordres de grandeurs

Pour les ordres de grandeurs précitées et relatives à la séquence (t_1, t_2) nous trouvons :

$$t_3 = 1 \text{ milliseconde}$$

$$V_{1 \text{ Max}} = 97,4 \text{ volts.}$$

4°- Séquence (t_3, t_4) :

De t_3 à t_4 les thyristors TH_1 et TH_4 sont "au repos" et les thyristors TH_2 et TH_3 "travaillent"

Nous remarquons bien que cette séquence reprend la tâche demandée à la séquence (t_1, t_2) d'où par conséquent une périodicité au point de vue régime de fonctionnement.

Les équations que nous venons d'établir nous permettront d'analyser le fonctionnement du doubleur dans le prochain paragraphe.

Détermination des composants:

Le temps de coupure des interrupteurs électroniques est le facteur déterminant pour le choix de la durée T_3 de la deuxième séquence. Il ne doit pas avec les thyristors que nous avons utilisés

être inférieur à $300 \mu\text{S}$. Les conditions de sortie du dispositif fixent R_S , $V_2 \text{ MIN}$ et $V_2 \text{ MAX}$. A partir de ces données nous allons déterminer les divers composants.

Dans la 3^o séquence $V_2 \text{ MIN} = V_2 \text{ MAX} \exp(-T_3/RSC_2)$

d'où la valeur de C_2 ; dans la 2^o, $V_1 \text{ MIN} = V_2 \text{ MAX} (1 + \frac{R}{R_S}) - E$

Considérons la séquence t_1 à t_2 et recherchons la valeur de $V_1 \text{ MIN}$

L'équation $E + V_1 - R_i = V_2$ donne $V_1 = V_2 - E + R_i$

soit d'après (9) $V_1 = V_2 - E + R \left(\frac{V_2}{R_S} + C_2 \frac{dV_2}{dt} \right)$

Soit $V_1 = (1 + \frac{R}{R_S}) [M \cdot \exp(pt) + N \cdot \exp(qt)] - E + RC_2 [PM \exp(Pt) + QN \exp(Qt)]$

en faisant $t = T_2$ on obtient: (I)

$$V_1 \text{ MIN} = \frac{V_2 \text{ MIN} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_S} + C_2 Q \right) - \left(\frac{E + V_1 \text{ MAX}}{R} \right)}{C_2 D} \left(1 + \frac{R}{R_S} + C_2 RP \right) \exp(P T_2)$$

$$+ \left[V_2 \text{ MIN} - \frac{V_2 \text{ MIN} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_S} + C_2 Q \right) - \left(\frac{E + V_1 \text{ MAX}}{R} \right)}{C_2 D} \right] \left(1 + \frac{R}{R_S} + C_2 RQ \right) \exp(Q T_2) -$$

Par ailleurs la variation de V_2 est donnée par la solution de (10) soit $V_2 = M \exp(Pt) + N \exp(Qt)$

V_2 prend sa valeur maximum pour $t = T_2$. On a donc :

$V_{2 \text{ MAX}} = M \text{ EXP } (PT_2) + N \text{ EXP } (QT_2)$ qui s'écrit:

$$V_{2 \text{ MAX}} = e^{-\frac{AT_2}{2}} \left(\frac{V_{2 \text{ MIN}} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_S} + C_{2Q} \right) - \frac{E + V_{1 \text{ MAX}}}{R}}{C_2 D} \right) \times$$

$$\left(e^{-\frac{DT_2}{2}} - e^{-\frac{DT_2}{2}} \right) + V_{2 \text{ MIN}} e^{-\frac{A + D}{2} T_2} \quad (\text{II})$$

Dans la séquence t_2 à t_3 la formule donnant la d.d.p aux bornes de C_1 permet d'écrire :

$$V_{1 \text{ MAX}} = E + (V_{1 \text{ MIN}} - E) e^{-\frac{T_3}{RC_1}} \quad (\text{III})$$

Les trois équations I, II et III permettent théoriquement de déterminer les inconnues $V_{1 \text{ MAX}}$, C_1 et T_2 . Cependant leur résolution présente des difficultés évidentes, aussi nous avons préféré utiliser l'ordinateur de la manière décrite par la suite.

Bilan énergétique Séquence de t_1 à t_2

Dans cette séquence les énergies fournies par le générateur et le condensateur C_1 sont en partie accumulées dans le condensateur C_2 et en partie dissipées dans les résistances R et R_S . On peut écrire.

Energie fournie par le générateur + Energie perdue par C_1 =
Pertes dans R + Energie consommée dans R_S + Energie accumulée dans C_2 .

L'énergie perdue par C_1 durant cette séquence est égale à celle acquise durant la séquence précédente soit :

$$\frac{C_1}{2} \left[E^2 (1 - \exp(-T_3/RC_1))^2 - V_{1\text{MIN}}^2 (1 - \exp(-2T_3/RC_1)) + 2 E V_{1\text{MIN}} \exp(-T_3/RC_1) (1 - \exp(-T_3/RC_1)) \right]$$

L'énergie accumulée dans C_2 est égale à celle perdue par C_2 de t_2 à t_3 qui est alors consommée dans R_S . Elle est égale à

$$\frac{1}{2} C_2 V_{2\text{MAX}}^2 (1 - \exp(-2T_3/R_S C_2))$$

D'où le bilan énergétique suivant:

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_2} E \left[\frac{M \cdot \exp(Pt) + N \exp(Qt)}{R_S} + C_2 (PM \exp(Pt) + QN \exp(Qt)) \right] dt \\ & + \frac{1}{2} C_1 \left[E^2 (1 - \exp(-T_3/RC_1))^2 - V_{1\text{MIN}}^2 (1 - \exp(-2T_3/RC_1)) + 2 E V_{1\text{MIN}} \exp(-T_3/RC_1) (1 - \exp(-T_3/RC_1)) \right] = \\ & \int_0^{T_2} R \left[\frac{M \exp(Pt) + N \exp(Qt)}{R_S} + C_2 (PM \exp(Pt) + QN \exp(Qt)) \right]^2 dt + \\ & \int_0^{T_2} \left[\frac{M \exp(Pt) + N \exp(Qt)}{R_S} \right]^2 dt + \frac{1}{2} C_2 V_{2\text{MAX}}^2 (1 - \exp(-2T_3/R_S C_2)) \end{aligned}$$

Cette relation constitue la condition d'entretien des phénomènes

2.4- Analyse des équations

Proposons-nous de doubler la valeur E de la source de tension continue.

Nous fixerons une résistance de sortie RS.

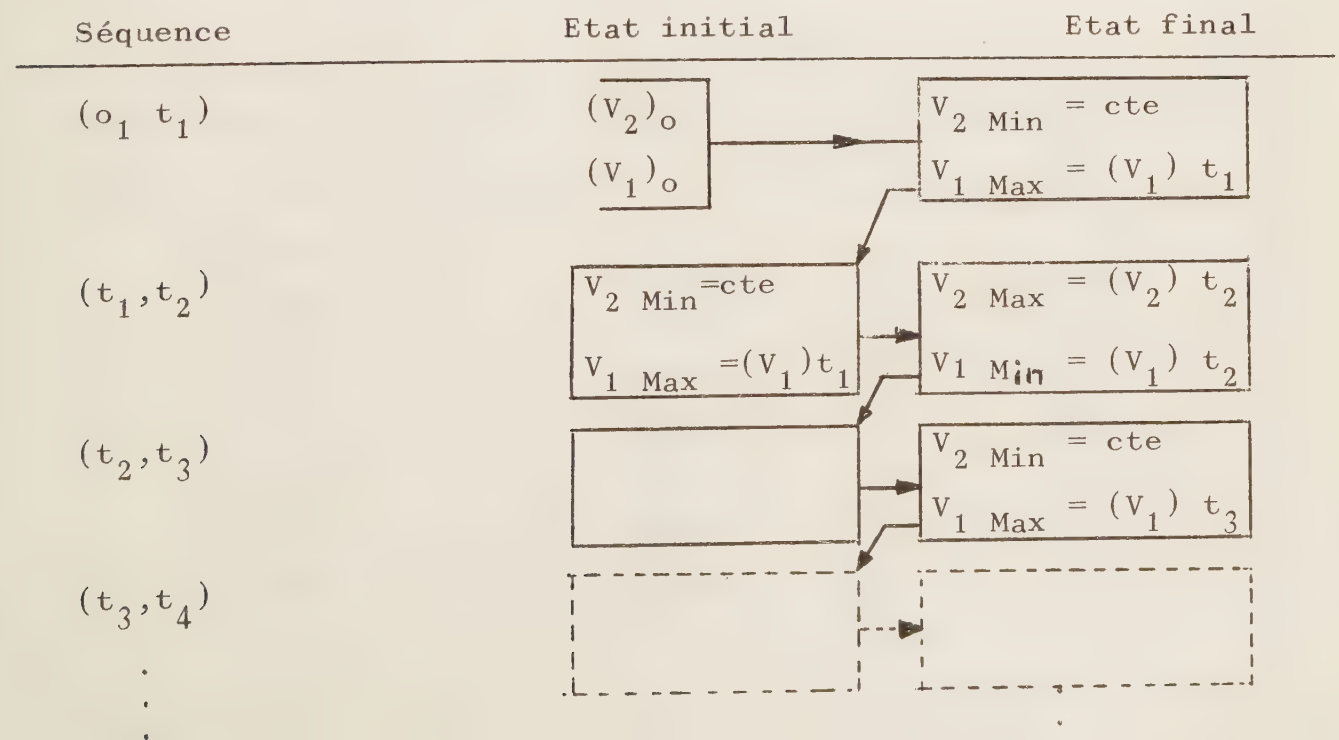
La source d'alimentation E nous impose un choix des thyristors et partant une résistance série R limitant le courant maximum admissible par ces derniers.

Nous nous proposons donc dans ce paragraphe d'analyser les équations précédemment obtenues afin de calculer la valeur des éléments constitutifs du montage pour faire apparaître la périodicité du phénomène après quelques cycles du régime transitoire.

Le calcul se ramène donc à déterminer le temps de conduction t_2 des thyristors TH_2 et TH_3 et le temps de conduction t_3 des thyristors TH_1 et TH_4 en fonction des composants du circuit.

Nous appellerons période de fonctionnement le temps $T = t_2 + t_3$.

La méthode d'itération suivie pour calculer le régime transitoire sur ordinateur, est schématisée par l'organigramme suivant:



Les équations établies permettent, en partant d'un état initial d'une séquence : $V_2 \text{ Min}$ et $V_1 \text{ Max}$, de chercher les valeurs de l'état final de cette séquence : $V_2 \text{ Max}$ et $V_1 \text{ Min}$. Ces dernières valeurs considérées comme définissant un état initial pour la séquence suivante permettent de calculer l'état final de cette nouvelle séquence....

En considérant ainsi une série de boucles, le calcul montre qu'une périodicité sera obtenue après quelques cycles du régime transitoire.

Le tableau suivant montre pour un cas relatif aux valeurs ci-dessous l'évolution d'un régime transitoire s'étendant sur une vingtaine de cycles:

E	=	100 volts
RS	=	1000 ohms
R	=	10 ohms
$V_2 \text{ Min}$	=	175 volts
C_1	=	500 microfarads
C_2	=	10 microfarads

$V_1 \text{ Max}$	$V_1 \text{ Min}$	$V_2 \text{ Max}$
100,-	96,846	194,897
97,591	96,812	194,863
97,563	96,785	194,837
97,542	96,764	194,816
97,525	96,748	194,800
97,512	96,736	194,788
97,502	96,726	194,778
97,495	96,718	194,771

V_1 Max	V_1 Min	V_2 Max
97,489	96,713	194,765
97,484	96,708	194,760
97,481	96,705	194,757
97,478	96,702	194,754
97,476	96,700	194,752
97,474	96,698	194,751
97,473	96,697	194,749
97,472	96,696	194,748
97,471	96,695	194,748
97,470	96,695	194,747
97,470	96,694	194,747
97,469	96,694	194,746
97,469	96,694	194,746

Les figures 47 a,b,c montrent l'évolution, durant le régime transitoire, de V_2 Max , V_1 Max et V_1 Min.

Nous avons vérifié, pour le régime permanent relatif à ce cas, que la condition d'entretien définie par le bilan énergétique ainsi que les équations I, II, et III sont satisfaites.

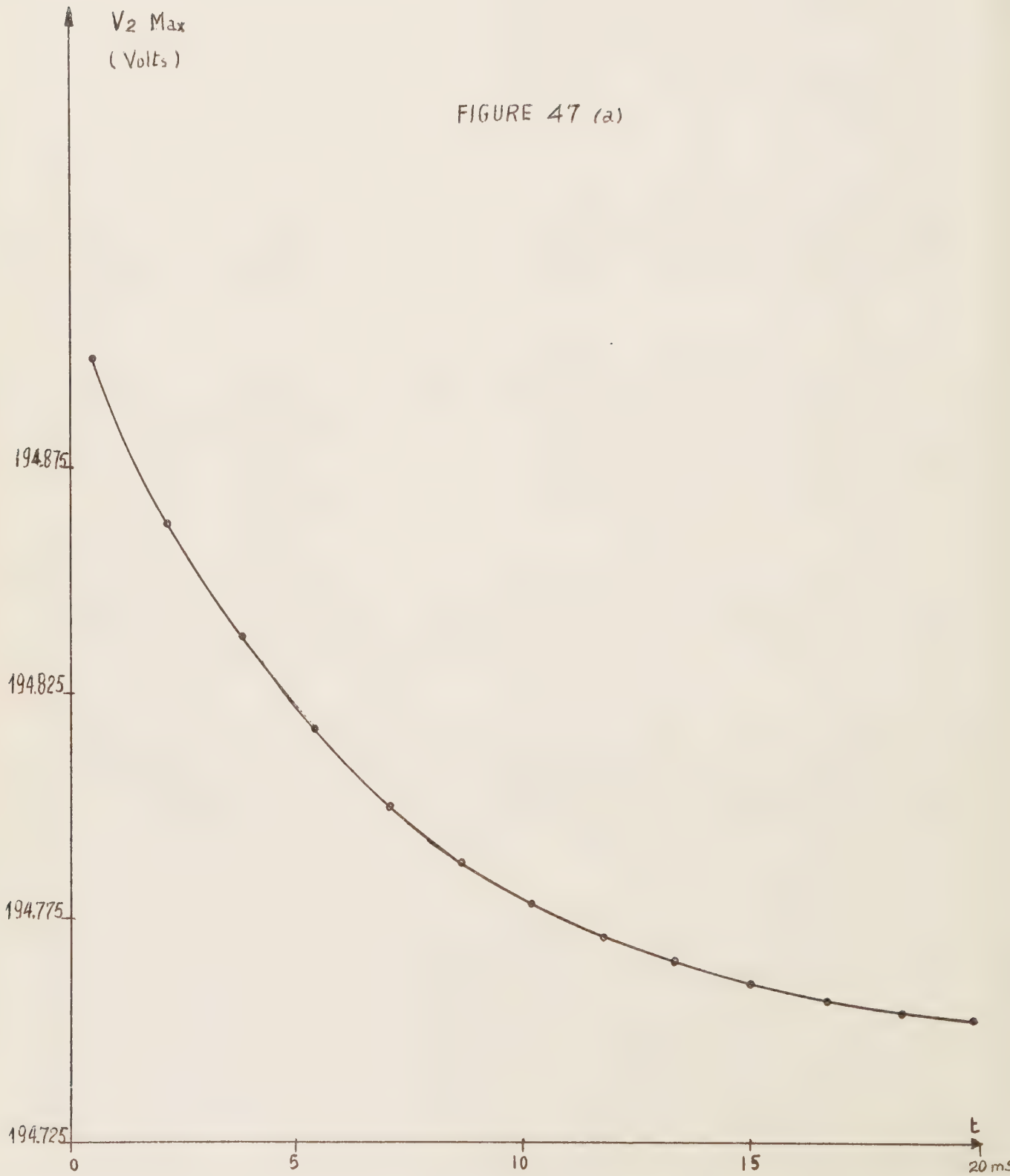
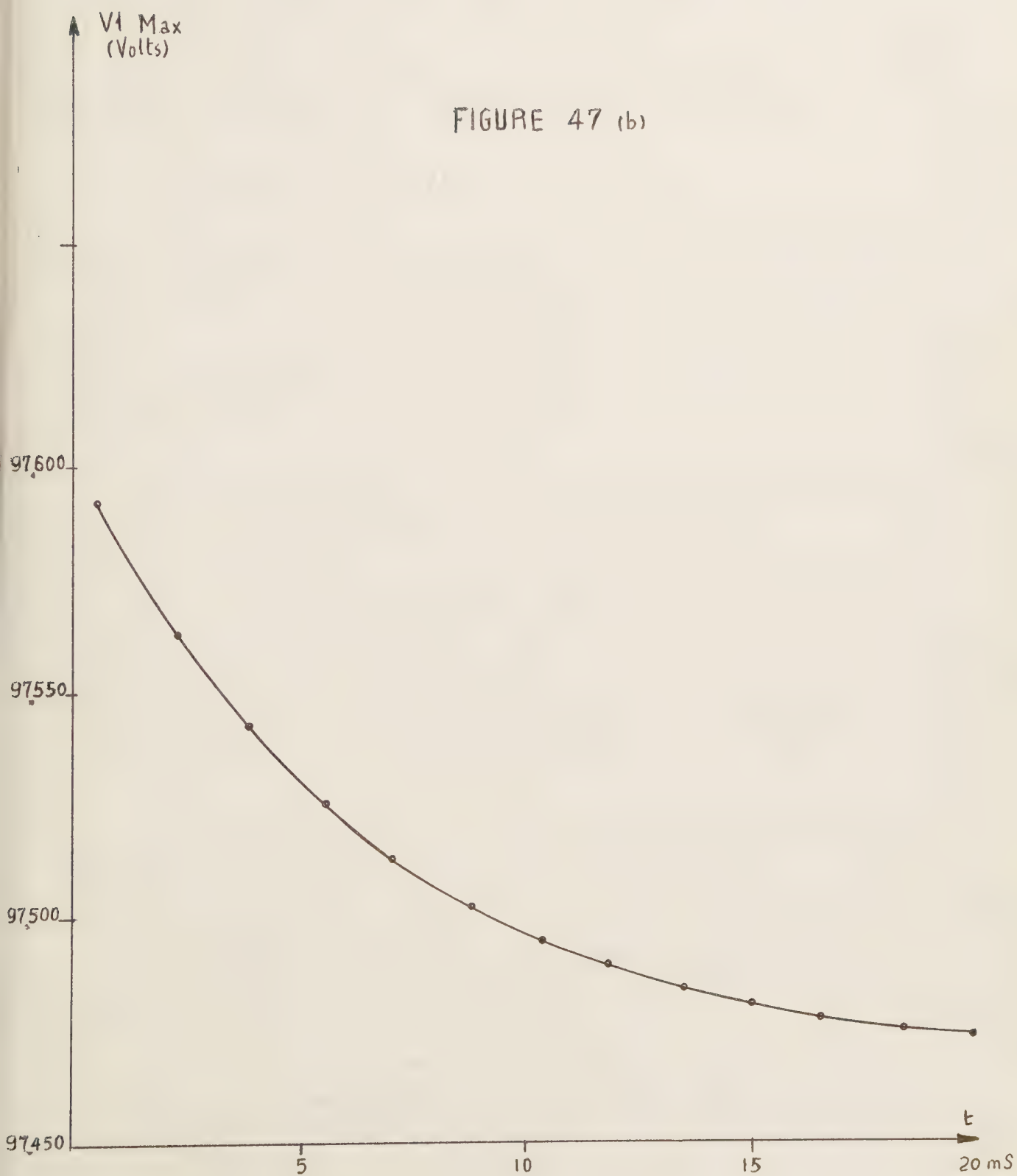
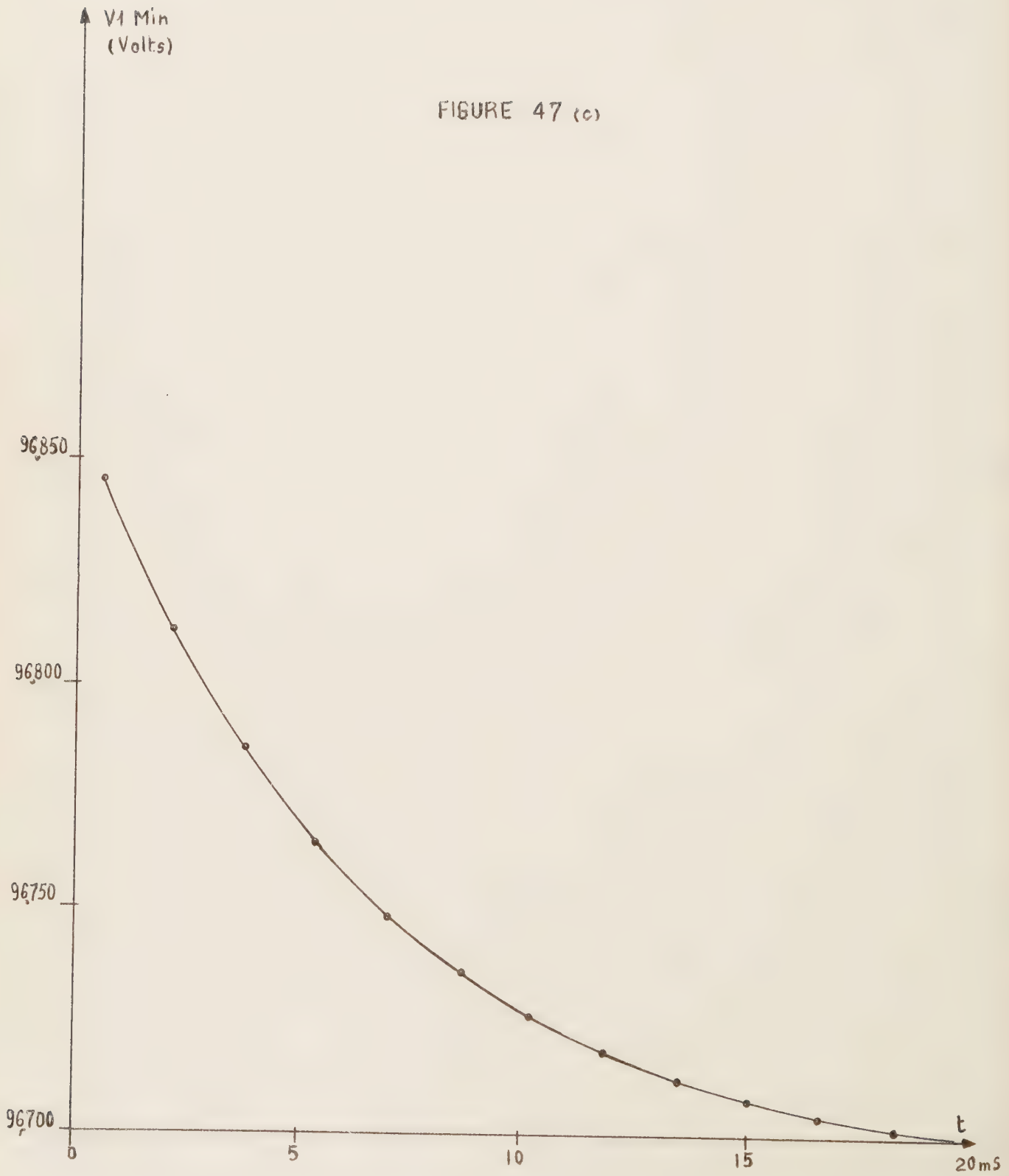


FIGURE 47 (b)





Valeurs de t_2 et t_3

t_2 est égal, à 0,0009 ms près, à 0,588 milliseconde

t_3 est égal, à 0,09 ms près, à 1,0 milliseconde.

Conclusion

Ces résultats nous guident pour le choix de la commande électronique des thyristors. En effet nous avons vu au Chapitre II la nécessité d'une commande alternée pour les portes P_1 , P_4 et P_2 , P_3 . Nous choisissons de ce fait les valeurs de temps t_2 et t_3 déterminées par le calcul précédent et correspondant à un cas bien précis.

L'expérience montre que ces valeurs conviennent et que le régime permanent du système s'établit rapidement.

Nous verrons dans l'étude expérimentale du dispositif les résultats obtenus avec ces temps imposés au système, pour les valeurs des paramètres bien définis. Il va s'en dire, toutes choses égales par ailleurs, qu'une modification des paramètres C_1 , C_2 , R , RS ... etc influe sur les temps de commande des portes, t_2 et t_3 .

Il est donc nécessaire d'étudier l'influence de ces paramètres dans un but d'optimisation du système.

2.5 - Optimisation du système

La résolution des équations, effectuée sur ordinateur, permet d'étudier l'influence des grandeurs :

$$C_1, C_2, RS, R \text{ et } V_2 \text{ Min}$$

Cette résolution a été réalisée séparément pour chacune des grandeurs en faisant varier chacune d'elles, les autres restant constantes.

2.5.1 - Organigramme de résolution sur ordinateur

L'organigramme présenté à la page 84 montre que pour :

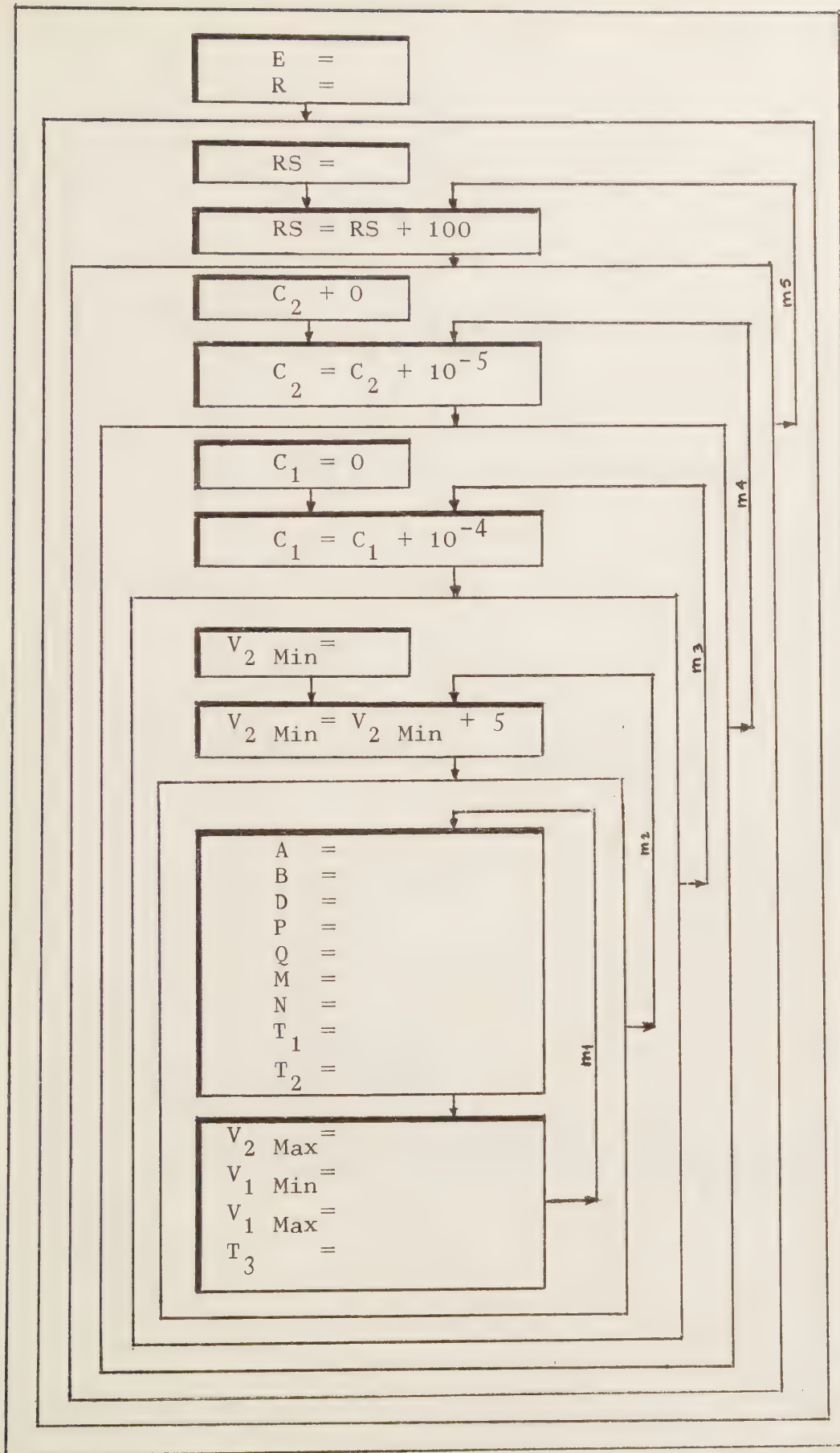
E , R donnés ;

RS , C_2 , C_1 et $V_{2 \text{ Min}}$ étant fixées :

Une première boucle DO provoque l'exécution du calcul du régime transitoire supposé atteint après m_1 itérations.

La boucle suivante impose une variation de $V_{2 \text{ Min}}$ m_2 fois, la troisième une variation de C_1 m_3 fois, la quatrième de C_2 m_4 fois, et enfin la cinquième une variation de RS m_5 fois.

L'ensemble de ces cinq boucles constituant un DO imbriqué, au sens du langage FORTRAN, nous permettra de déterminer les valeurs optimales des grandeurs entrant dans la constitution des convertisseurs.



2.5.2. PROGRAMME DE RESOLUTION SUR CALCULATRICE

2.5.2.- PROGRAMME DE RESOLUTION SUR CALCULATRICE

```

REAL M, N
R=10.
E=100.
RS=100.
DO 10 I=1,10
  RS = RS + 100.
  C2=0.
  DO50J = 1,10
    C2 = C2 + 10. * 1.E-6
    C1 = 0
    DO100K = 1,10
      C1 = C1 + 1.E-4
      WRITE(3,15)C1,C2,RS
15  FORMAT(1H0,'C1= ',E9.2,6X,'C2= ',E9.2,6X,'RS= ',F4.0)
      V1MAX=E
      V2 MIN = 165.
      DO200L = 1,10
        V2 MIN = V2 MIN + 5
        DO300II= 1,50
          A=1./RS/C2+ 1./R/C1+1./R/C2
          B=1./R/RS/C1/C2
          D=SQRT(A*A-4.*B)
          P=-(A+D)/2.
          Q=-(A-D)/2.
          M=((1./R+1./RS+C2*Q)*V2MIN-((E+V1MAX)/R))/(C2*D)
          N=V2MIN-M
          T1=RS*C2*ALOG(2.*E/V2MIN)
          T2=(-1./D)*ALOG(-Q*N/P/M)
          V2MAX=M*EXP(P*T2)+N*EXP(Q*T2)
          V1MIN=V2MAX*(1.+(R/RS))-E
          T3 =RS*C2*ALOG(V2MAX/V2MIN)
          V1MAX=E+(V1MIN-E)*EXP(-T3/(R*C1))
          WRITE(3,25)V1MAX,V1MIN,V2MAX,V2MIN,T1,T2,T3
25  FORMAT(1H , 'V1MAX=',F8.3,5X,'V1MIN=',F8.3,5X,'V2MAX=',F8.3,5X,'V2M
1  IN=',F8.3,3X,'T1= ',E9.3,3X,'T2= ',E9.3,3X,'T3= ',E9.3)
300 CONTINUE
200 CONTINUE
100 CONTINUE
50 CONTINUE
10 CONTINUE
CALL EXIT
END

```

FEATURES SUPPORTED
JOCS

COMP. REQUIREMENTS FOR
COMMON 0 VARIABLES

56 PROGRAM 520

END OF COMPILATION

2.6 - Interprétation des résultats de calcul - Comparaison expérimentale

Les études suivantes montrent l'influence de chacune des grandeurs précitées.

Des graphiques illustreront les résultats théoriques et expérimentaux correspondants.

2.6.1 - Etude en fonction de C_1

Soient :

$$E = 100 \text{ volts}$$

$$R = 10 \text{ ohms}$$

$$R_S = 1000 \text{ ohms}$$

$$V_{2 \text{ Min}} = 175 \text{ volts}$$

$$C_2 = 10 \text{ microfarads.}$$

Le tableau suivant montre les variations de $V_{2 \text{ Max}}$ et de la période de commutation T en fonction de la valeur de C_1 .

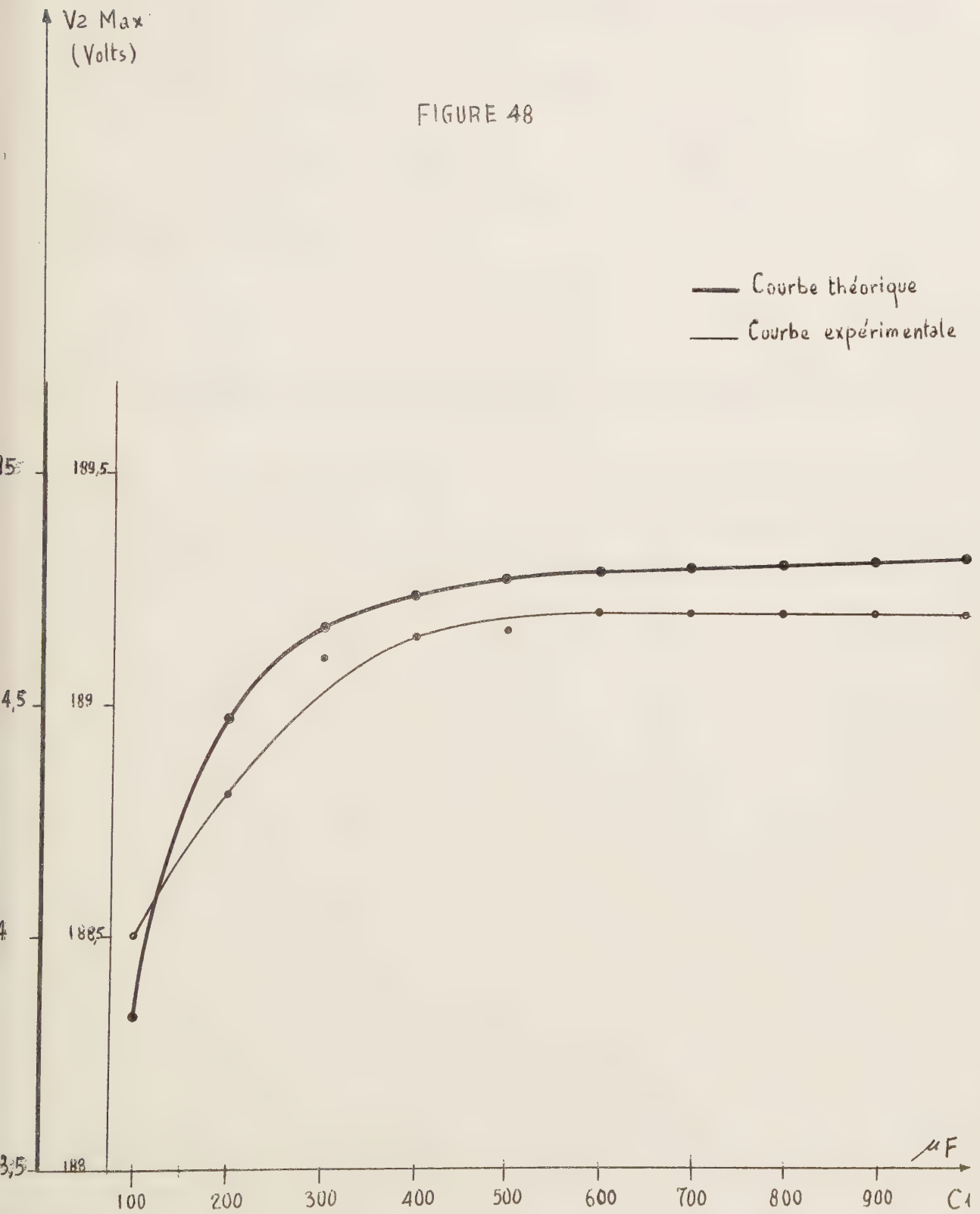
C_1 microfarads	$V_{2 \text{ Max}}$ Volts	T millisecondes
100	193,82	1,43
200	194,48	1,51
300	194,67	1,55
400	194,75	1,58
500	194,78	1,61
600	194,80	1,63
700	194,81	1,64
800	194,82	1,66
900	194,82	1,67
1000	194,82	1,68

La figure 48 montre les variations, théorique et expérimentale, de $V_{2 \text{ Max}}$ en fonction de C_1 .

Nous remarquons qu'à partir d'une certaine valeur de C_1 la tension $V_{2 \text{ Max}}$ varie très légèrement.

Nous jugeons qu'un condensateur C_1 de capacité de l'ordre de 200 à 500 μ F donne un résultat acceptable.

FIGURE 48



2.6.2 - Etude en fonction de C_2

Soient :

$$E = 100 \text{ volts}$$

$$R_S = 1000 \text{ ohms}$$

$$R = 10 \text{ ohms}$$

$$V_{2 \text{ Min}} = 175 \text{ volts}$$

$$C_1 = 300 \text{ microfarads.}$$

Le tableau suivant montre les variations de $V_{2 \text{ Max}}$ et de la période de commutation en fonction de la valeur de C_2 :

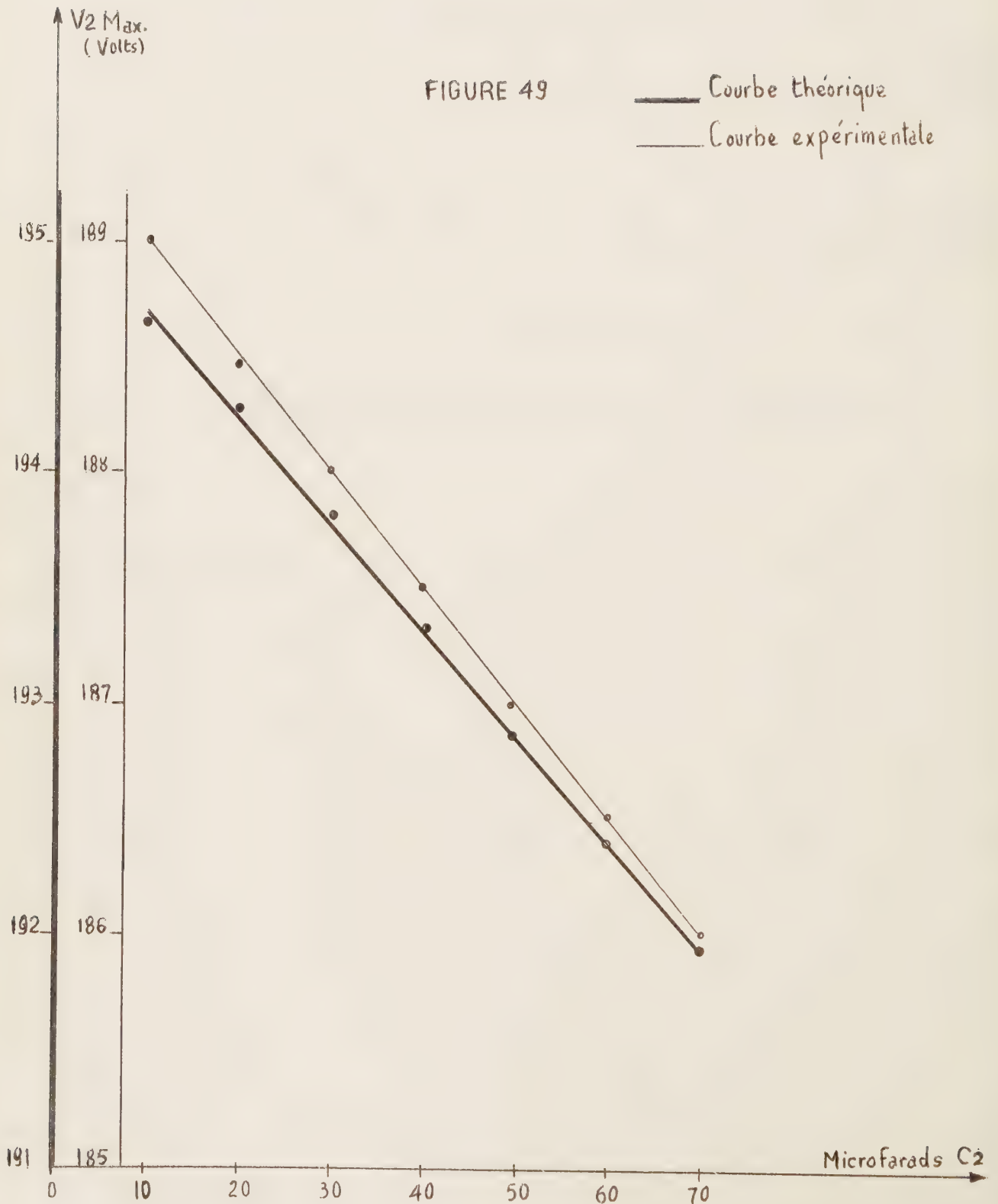
C_2 microfarads	$V_{2 \text{ Max}}$ volts	T millisecondes
10	194,67	1,55
20	194,28	3,04
30	193,83	4,35
40	193,35	5,58
50	192,88	6,73
60	192,41	7,80
70	191,95	8,80

Nous remarquons que la variation de C_2 du simple au double, puis au triple n'entraîne qu'une faible variation, de sens opposé, de $V_{2 \text{ Max}}$ (figure 49); par contre cette variation produit une modification importante de la période T .

Un condensateur C_2 de capacité de l'ordre de 10 à 20 microfarads donne un résultat acceptable sans que la fréquence de commutation soit élevée :

Pour $C_2 = 10$ microfarads ;

La fréquence est de 650 cycles par secondes .



2.6.3 - Etude en fonction de la résistance de charge - Résistance critique

Soient :

$$E = 100 \text{ volts}$$

$$R = 10 \text{ ohms}$$

$$C_1 = 300 \text{ microfarads}$$

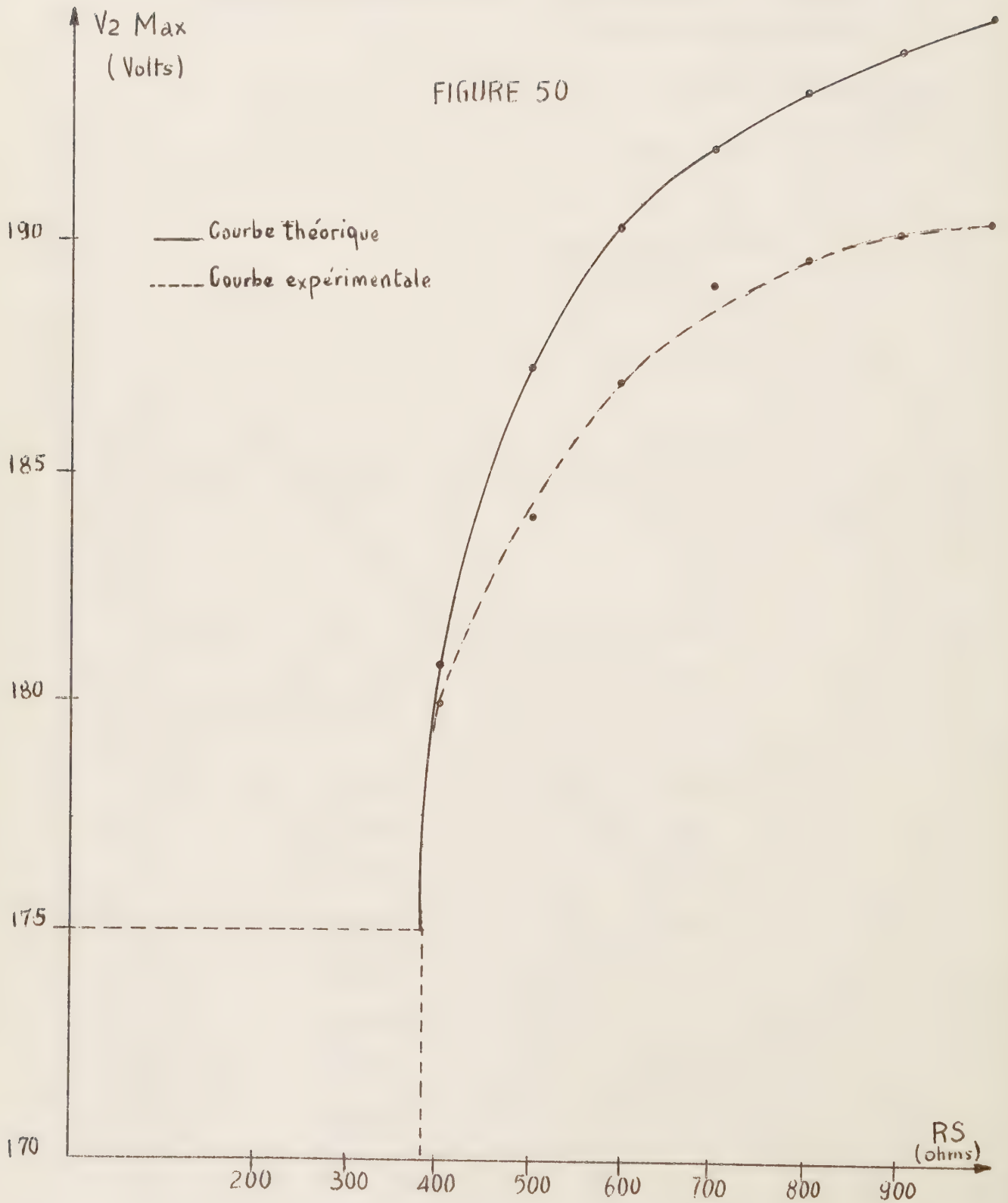
$$C_2 = 10 \text{ microfarads}$$

$$V_{2 \text{ Min}} = 175 \text{ volts.}$$

Le tableau suivant montre les variations de $V_{2 \text{ Max}}$ en fonction de la valeur de la résistance de charge représentées par la figure 50.

RS ohms	$V_{2 \text{ Max}}$ volts
1000	194,67
900	194,02
800	193,16
700	191,98
600	190,24
500	187,25
400	180,70
300	xxxxxx

FIGURE 50



Nous remarquons que $V_{2 \text{ Max}}$ décroît avec RS.

A partir d'une valeur critique de RS, correspondant à la valeur donnée de $V_{2 \text{ Min}}$, nous constatons que $V_{2 \text{ Max}}$ n'est pas définie.

Pour cette valeur critique RC de RS nous avons :

$$V_{2 \text{ Max}} = V_{2 \text{ Min}}$$

L'ondulation est négligeable mais la valeur moyenne de la tension de sortie baisse considérablement.

Pour le cas considéré la résistance critique se situe entre 300 et 400 ohms.

Nous déduisons de ce qui précède une corrélation entre $V_{2 \text{ Min}}$ et RC.

A partir des valeurs optimales précédemment obtenues nous pouvons dresser le tableau suivant pour un cas relatif aux valeurs ci-dessous

$$\begin{aligned} E &= 100 \text{ volts} \\ R &= 10 \text{ ohms} \\ C_1 &= 300 \text{ microfarads} \\ C_2 &= 10 \text{ microfarads} \end{aligned}$$

V_2 Min volts	RC ohms
191	1000
190	900
189	800
187	700
185	600
182	500
179,5	400
170,3	300
159	200
150	100

2.6.4 - Etude en fonction de V_2 Min

Soient :

$$E = 100 \text{ volts}$$

$$R = 10 \text{ ohms}$$

$$C_1 = 300 \text{ microfarads}$$

$$C_2 = 10 \text{ microfarads}$$

Les tableaux suivants montrent les variations de $V_{2 \text{ Max}}$ en fonction de $V_{2 \text{ Min}}$ pour plusieurs valeurs de la résistance de charge : élevées, moyennes et faibles .

2.6.4.1 - Résistances élevées

$V_{2 \text{ Min}}$ (volts)	$V_{2 \text{ Max}}$ (volts)		
	RS = 1000 Ω	RS = 900 Ω	RS = 800 Ω
150	194,80	194,30	193,67
155	194,82	194,31	193,65
160	194,83	194,30	193,61
165	194,82	194,26	193,53
170	194,75	194,17	193,40
175	194,67	194,02	193,16
180	194,44	193,70	192,68
185	193,89	192,88	191,35
190	191,40	190	-

2.6.4.2 - Résistance moyennes

V ₂ Min (volts)	V ₂ Max (volts)			
	RS = 700 Ω	RS = 600 Ω	RS = 500 Ω	RS = 400 Ω
150	192,83	191,68	190,01	187,34
155	192,78	191,58	189,82	186,98
160	192,70	191,43	189,55	186,46
165	192,75	191,21	189,17	185,67
170	192,35	190,68	188,54	184,27
175	191,98	190,24	187,25	180,70
180	191,22	188,80	183,80	-
185	188,80	185	-	-

2.6.4.3 - Résistances faibles

V ₂ Min (volts)	V ₂ Max (volts)		
	RS = 300 Ω	RS = 200 Ω	RS = 100 Ω
150	182,45	170,85	150
155	181,56	164,25	-
160	180,22	-	-
165	177,60	-	-
170	170,60	-	-
175	-	-	-

Les figures 51 a,b,c montrent un réseau de courbes représentant ces variations .

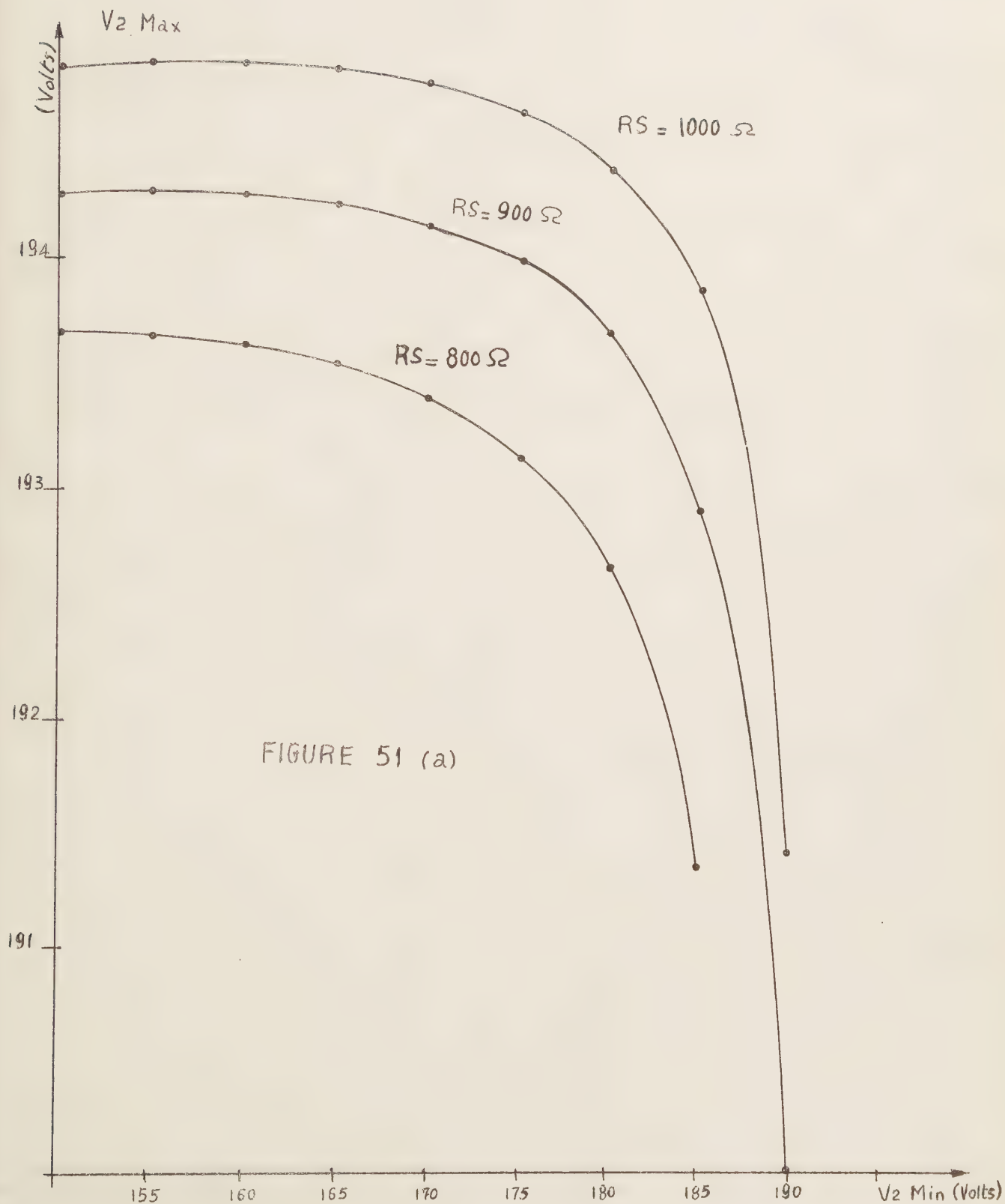
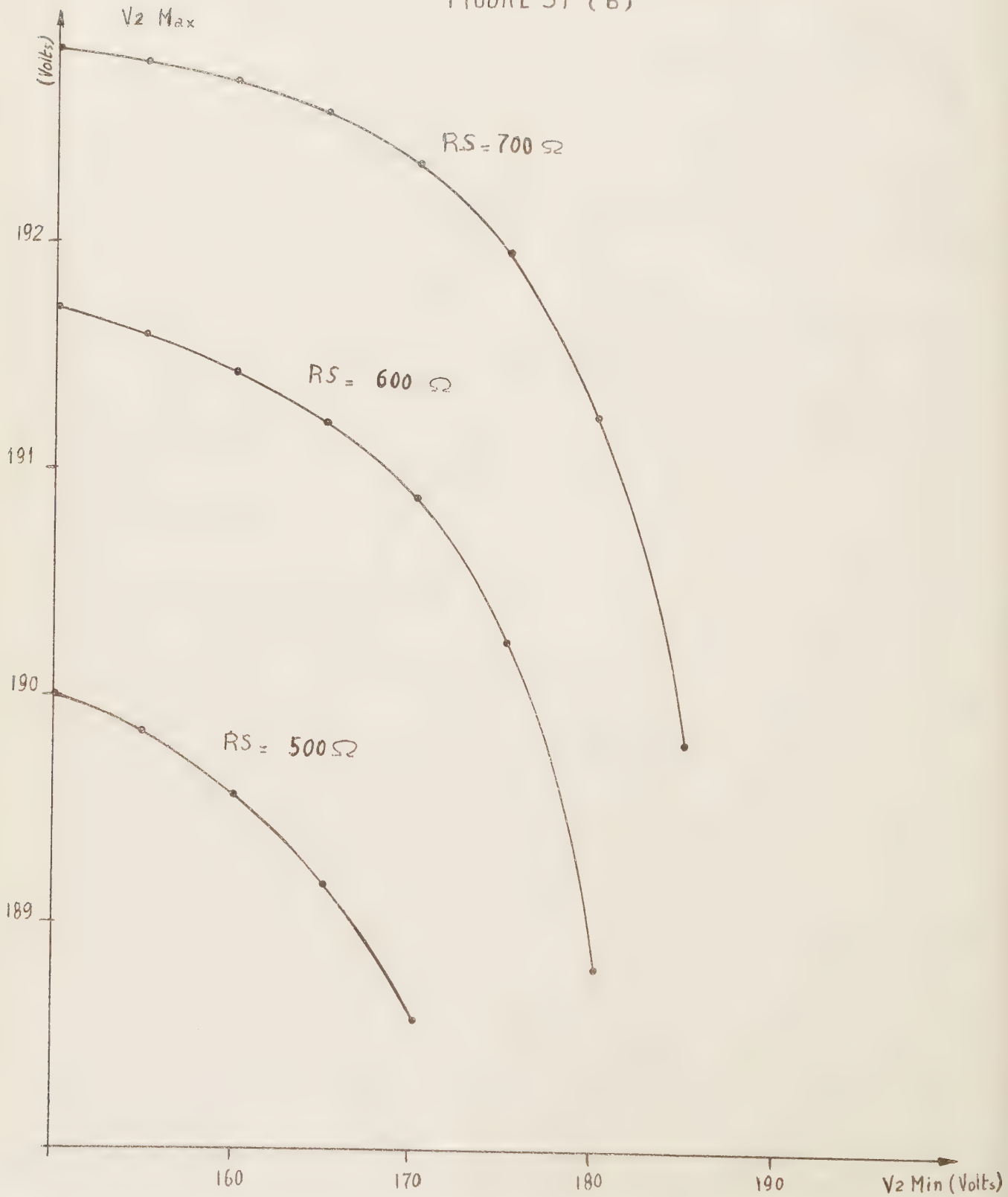
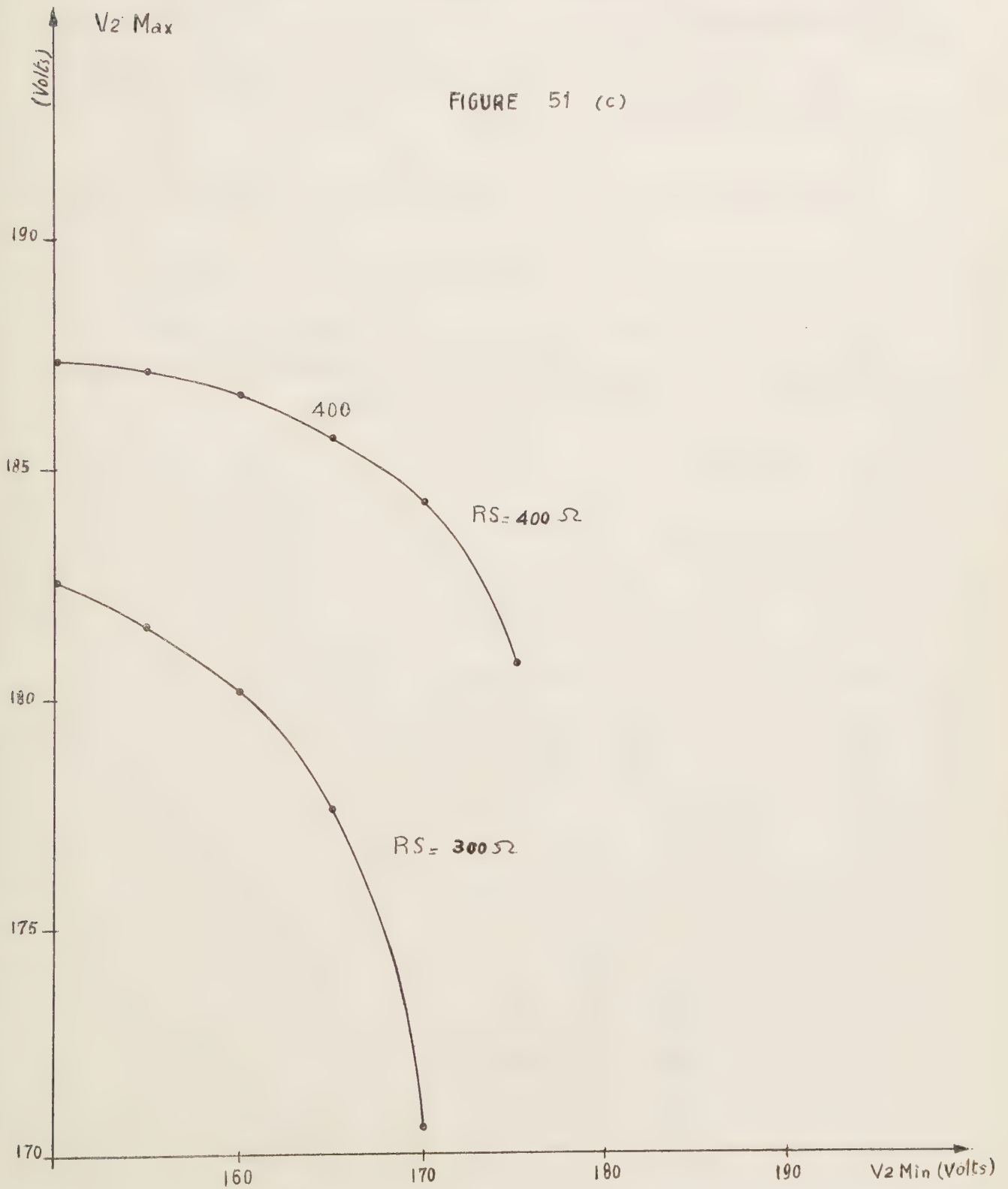


FIGURE 51 (b)





Nous retenons pour les cas des résistances faibles les remarques suivantes :

Pour les résistances de très faibles valeurs, le montage ne présente pas beaucoup d'intérêt.

Une augmentation de R_S améliore les performances du montage.

Pour une valeur de R_S choisie entre 300 et 1000 ohms :

La limite critique de $V_{2 \text{ Min}}$, la tension de sortie V_S et le coefficient d'ondulation K sont assez bons sans que la puissance de sortie $P = V^2 S / R_S$ soit trop faible :

Pour $R_S = 300$ ohms

$$V_{2 \text{ Min}} = 160 \text{ volts}$$

nous avons :

$$V_{2 \text{ Max}} = 180,22 \text{ volts}$$

$$\text{soit } V_S = 170,11 \text{ volts}$$

$$\text{d'où } P \quad \# \quad 97 \text{ watts}$$

$$\text{et } K \quad \# \quad 5,85 \%$$

Pour $R_S = 1000$ ohms

$$V_{2 \text{ Min}} = 175 \text{ volts}$$

nous avons :

$$V_{2 \text{ Max}} = 194,67$$

$$\text{soit } V_S \quad \# \quad 185 \text{ volts}$$

$$\text{d'où } P \quad \# \quad 34 \text{ watts}$$

$$\text{et } K \quad \# \quad 5,40 \%$$

Si l'on fait les mêmes calculs pour les valeurs de RS précédemment étudiées on se rend compte que la puissance de sortie augmente tandis que la tension critique de sortie diminue.

SIXIEME CHAPITRE

MULTIPLICATEURS DES

TENSIONS CONTINUES

1 - Couplage de n doubleurs :

 multiplicateur à coefficient de multiplication
 égal 2^n .

2 - Multiplicateur à n condensateurs de coefficient
 de multiplication égal 2^{n-1} .

Après avoir analysé le fonctionnement du dispositif de base nous proposons deux systèmes plus complets qui permettent d'aboutir à des coefficients de multiplication supérieurs à deux et respectivement égaux à $2n$ et 2^{n-1} . On peut trouver dans ces montages fonctionnant à vide une généralisation des problèmes étudiés. Cependant la commande d'un seul élément est en elle-même compliquée et il semble que la réalisation pratique des idées que nous allons exposer pose des problèmes assez délicats.

I - Couplage de n doubleurs :

Multiplicateur à coefficient de multiplication égal à $2n$

La figure 52 montre une association de trois doubleurs; cette association pourrait être généralisée à n doubleurs.

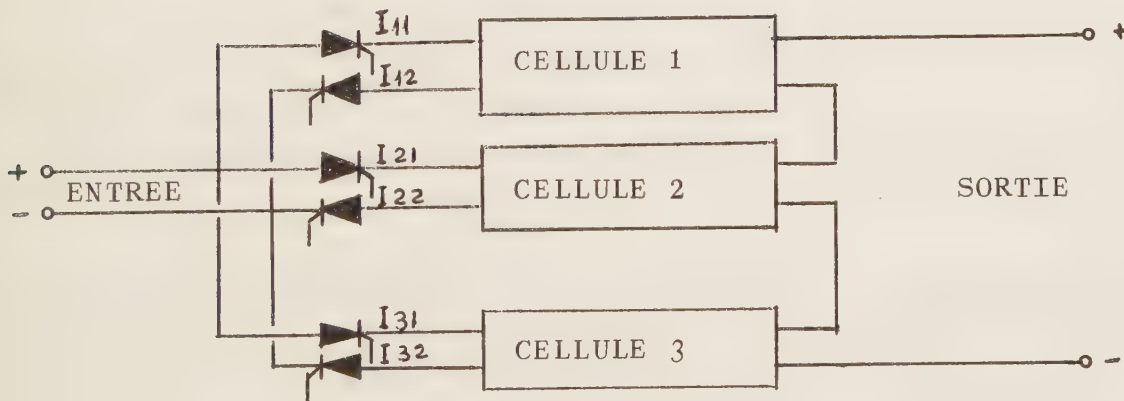


Fig. 52

Les doubleurs sont connectés du côté entrée à la même source, dont la tension E est à multiplier, par l'intermédiaire de deux thyristors - interrupteurs chacun.

Du côté-sortie, les doubleurs sont montés en série.

Chaque doubleur D_i fonctionne séparément des autres et ce en fermant les interrupteurs I_{i1} et I_{i2} et ouvrant tous les autres interrupteurs.

Quand la tension de sortie de D_i devient égale $2E$ les interrupteurs I_i s'ouvrent et les interrupteurs I_{i+1} se ferment nous pouvons ainsi avoir, à tour de rôle, une tension double de celle de l'entrée à la sortie de chacun des n convertisseurs. L'association en série des différentes sorties permet d'obtenir à la sortie de l'ensemble une tension égale à $2n$ fois celle de l'entrée.

Cependant ce montage présente un inconvénient majeur du fait que l'entrée et la sortie ne peuvent pas avoir un pôle commun à la terre : la mise à la terre entraîne la mise en court-circuit de $(n-m)$ convertisseurs lorsque le convertisseur m entre en circuit de charge par fermeture des interrupteurs Im_1 et Im_2 .

2 - Multiplicateur à n condensateurs de coefficient de multiplication égal $2n-1$

Considérons le montage représenté par la figure 53 comprenant n condensateurs et $2n$ interrupteurs :

C_1 se charge à travers E .

C_2 se charge à travers E , C_1

C_3 " " " " E , C_1 , C_2

C_4 " " " " E , C_1 , C_2 , C_3

(et en général)

C_n se charge à travers E , C_1 , C_2 , C_3 , C_{n-1}

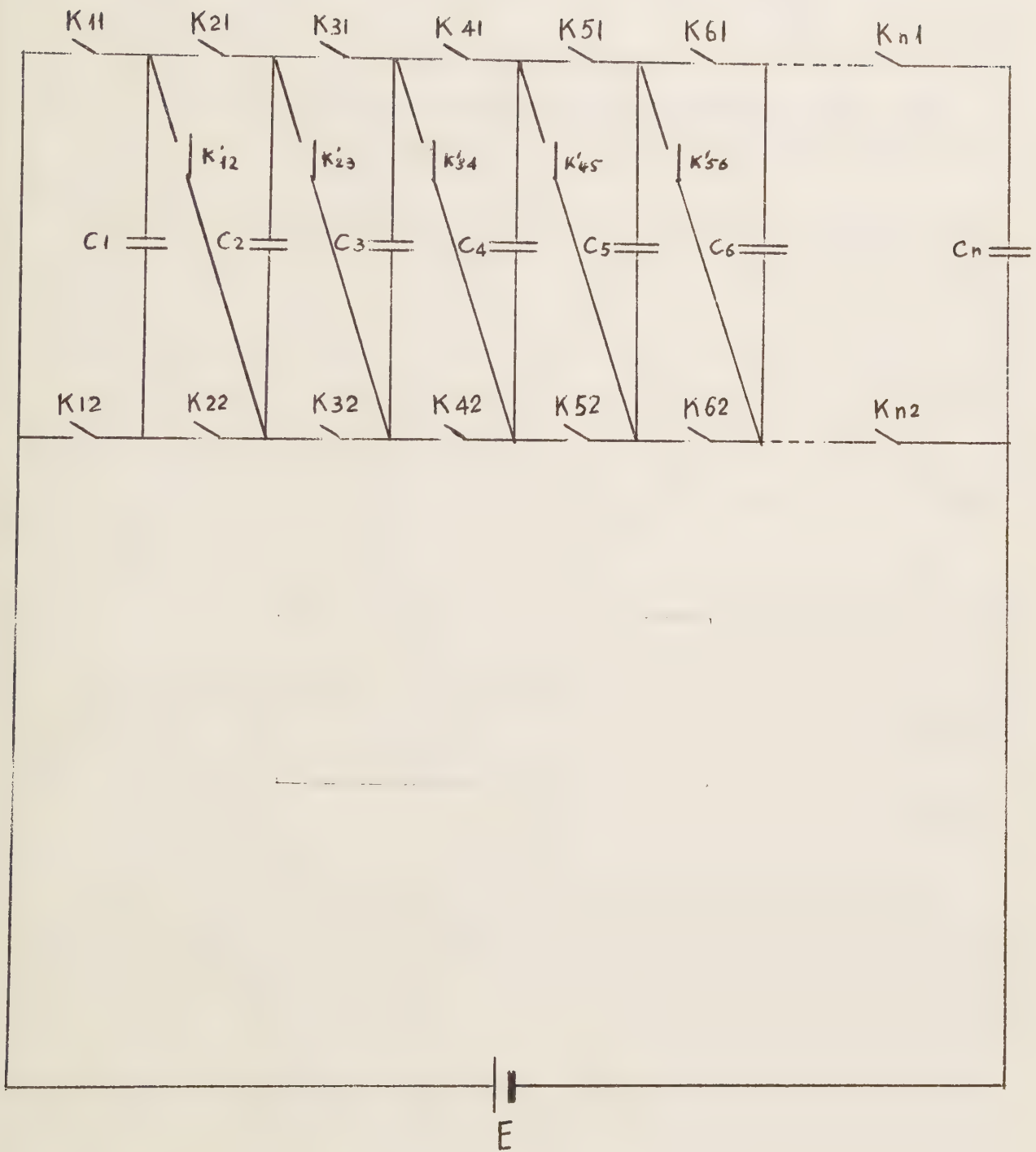


FIGURE 53

En partant avec des états initiaux appropriés assurés grâce à une séquence de fonctionnement, exposée ci-dessous, nous pouvons dire que :

- La d.d.p aux bornes de C_1 au bout de la première séquence est égale à E . soit $2^0 E$.
- La d.d.p aux bornes de C_2 au bout de la seconde séquence est égale à $2E$ soit $2^1 E$.
- La d.d.p aux bornes de C_3 au bout de la troisième séquence est égale à $4E$ soit $2^2 E$.
- . La d.d.p aux bornes de C_4 au bout de la quatrième séquence est égale à $8E$ soit $2^3 E$.
-
(et en général)
- La d.d.p aux bornes de C_n au bout de la n^{eme} séquence est égale à $2^{n-1} E$.

En effet :

Considérons pour simplifier le montage limité à trois condensateurs C_1 , C_2 et C_3 , et proposons-nous d'étudier la charge du condensateur C_3 à travers E , C_1 et C_2 (fig.54) et partons de l'état initial approprié :

$$q_{1i} = C_1 E \quad \dots \quad q_{2i} = 2 C_2 E \quad \quad q_{3i} = 0$$

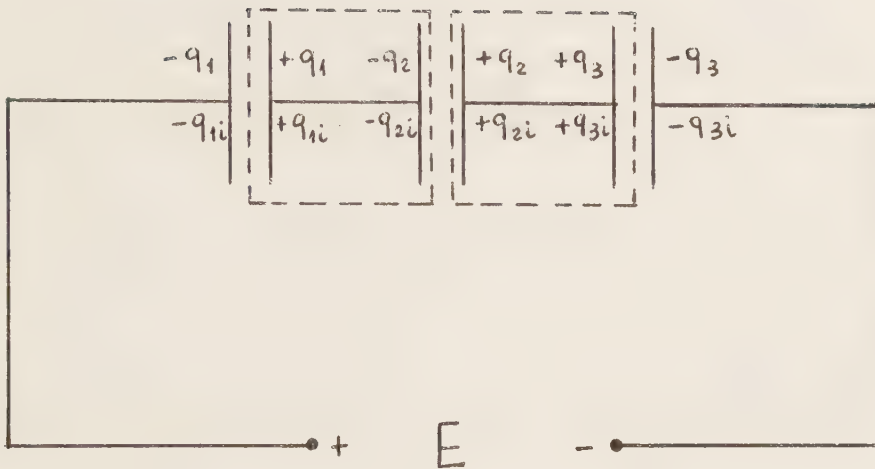


fig.54

Ecrivons l'équilibre des potentiels :

$$E = - \frac{q_1}{C_1} - \frac{q_2}{C_2} + \frac{q_3}{C_3} \quad (12)$$

La Condition de la conservation de charge pour chacun des ensembles des armatures isolées (entourées de lignes pointillées sur la figure 54) permet aussi d'écrire les équations:

$$+ q_{1i} - q_{2i} = q_1 - q_2 \quad (13)$$

$$q_{2i} + q_{3i} = q_2 + q_3 \quad (14)$$

$$(14) \text{ donne : } q_2 = q_{2i} + q_{3i} - q_3 \quad (15)$$

$$(13) \text{ donne : } q_1 = q_{1i} - q_{2i} + q_2 \quad (16)$$

$$(12) \text{ donne : } q_3 = C_3 \left(E + \frac{q_1}{C_1} + \frac{q_2}{C_2} \right) \quad (17)$$

en injectant (15) et (16) dans (17) nous tirons

$$q_3 = \frac{C_3 \left(E + \frac{q_{1i} + q_{3i}}{C_1} + \frac{q_{2i} + q_{3i}}{C_2} \right)}{1 + \frac{C_3}{C_1} + \frac{C_3}{C_2}}$$

D'après l'état initial nous pouvons écrire :

$$q_3 = \frac{4 C_3 E}{1 + \frac{C_3}{C_1} + \frac{C_3}{C_2}}$$

Si $C_3 \ll C_2$

$C_3 \ll C_1$

nous aurons :

$$q_3 \neq 4 C_3 E$$

soit

$$\frac{q_3}{C_3} \neq 4 E$$

Nous pouvons généraliser l'étude pour avoir le cas où le montage comprend n condensateurs en série :

La charge du condensateur C_n , à traces $E, C_1, C_2, \dots, C_{n-1}$, en partant de l'état initial :

$$q_{1i} = C_1 E \quad q_{2i} = 2 C_2 E, \quad q_{3i} = 4 C_3 E, \quad \dots \quad q_{ni} = 0$$

est donnée par :

$$q_n = \frac{2^{n-1} C_n E}{1 + C_n \cdot \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{C_i}}$$

$$\text{si } C_{i+1} \ll C_i \quad i = 1, n-1$$

nous aurons :

$$q_n \not\approx 2^{n-1} C_n E$$

soit

$$\frac{q_n}{C_n} \not\approx 2^{n-1} E$$

Pour assurer un tel processus il faudrait une séquence de fonctionnement bien appropriée que nous faisons schématiser ci-dessous par la commande des interrupteurs :

Condensateur en charge	Interrupteurs commandés par fermeture
C_1	$K_{11} , K_{22} , K_{32} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_2	$K_{12} , K_{21} , K_{32} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_1	$K_{11} , K_{22} , K_{32} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_3	$K_{12} , K'_{12} , K_{31} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_1	$K_{11} , K_{22} , K_{32} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_2	$K_{12} , K_{21} , K_{32} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_1	$K_{11} , K_{21} , K_{32} , K_{42} , \dots K_{n2}$
C_4	$K_{12} , K'_{12} , K'_{32} , K_{41} , K_{52} , \dots K_{n2}$
.	.
.	.
.	.
C_n	$K_{12} , K'_{12} , K'_{32} , K'_{43} , K'_{52} , \dots K_{n1}$

Le diagramme suivant, correspondant à un système à 4 condensateurs c.à.d. de coefficient de multiplication égal à 8, montre la séquence de commande des interrupteurs K_{i1} commandés en fermeture ;

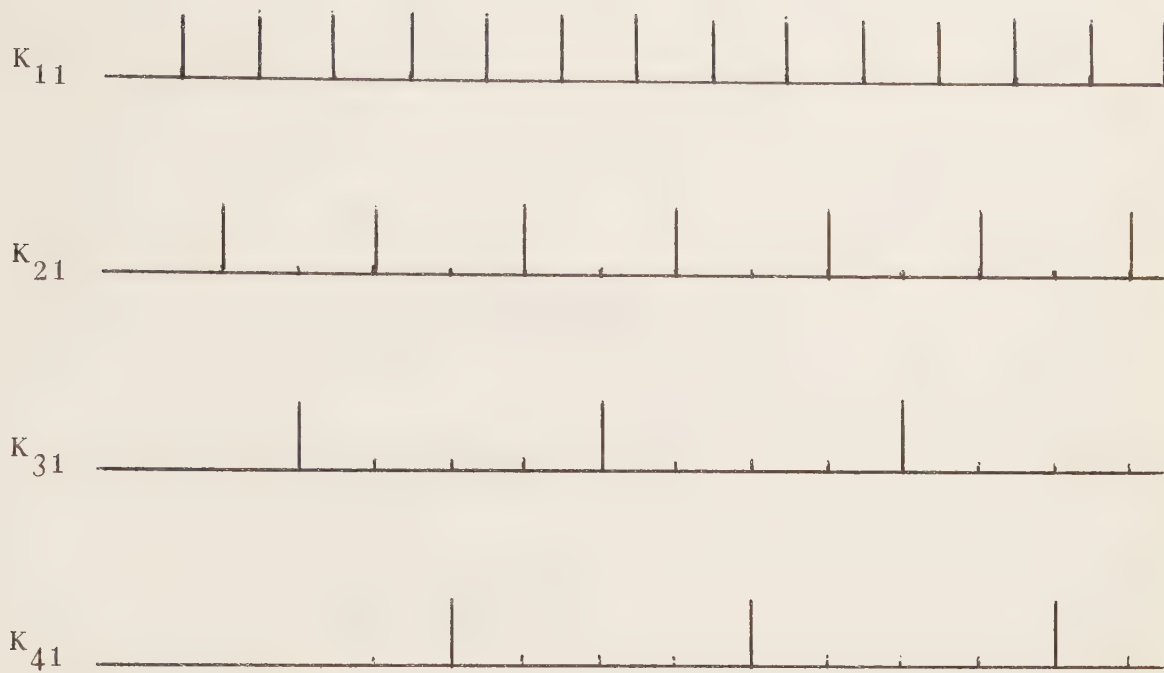


fig.55

SEPTIEME CHAPITRE

ETUDE EXPERIMENTALE

DES DOUBLEURS

1 - Résultats expérimentaux-oscillogrammes.

2 - Caractéristiques du doubleur

2.1 - Coefficient de multiplication à charge constante

2.2 - Résistance interne à tension constante.

L'étude expérimentale présentée dans ce chapitre se rapporte à un prototype de doubleur ayant :

$$\begin{aligned} R &= 10 \text{ ohms} \\ C_1 &= 300 \text{ microfarads} \\ C_2 &= 10 \text{ microfarads.} \end{aligned}$$

1)- Résultats expérimentaux - oscillogrammes

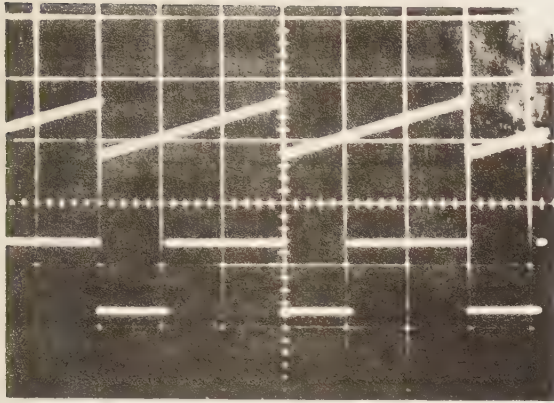
Nous avons relevé, à l'aide du doubleur, les points de mesure nécessaires pour tracer les courbes expérimentales indiquées par les figures 48, 49, 50, 57 et 58.

Pour les valeurs

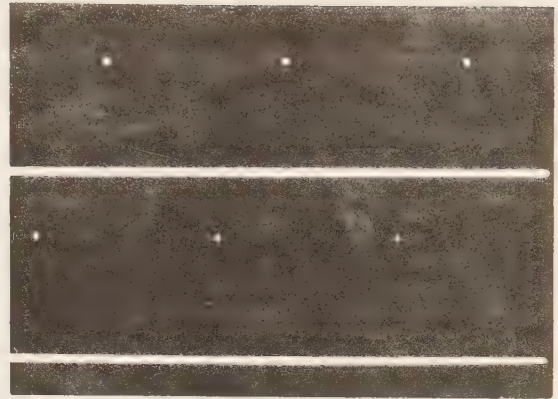
$$\begin{aligned} R_S &= 1000 \text{ ohms} \\ t_2 &= 0,55 \text{ milliseconde} \\ t_3 &= 1,00 \text{ milliseconde.} \end{aligned}$$

Les oscillogrammes, représentés par la figure 56, montrent :

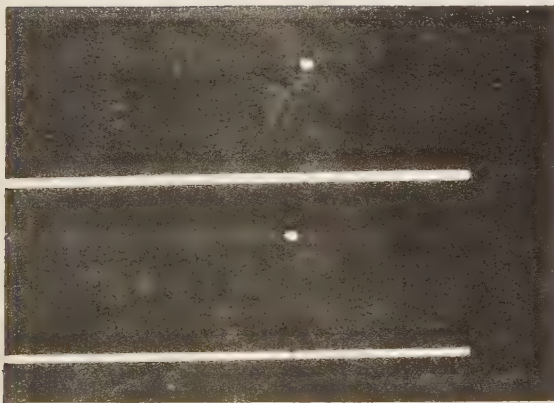
- a - la production des créneaux
- b - la séquence de commande des portes
- c - le retard d'une impulsion
- d - la tension aux bornes du condensateur C_2 .

OSCILLOGRAMMESa- Production de créneaux

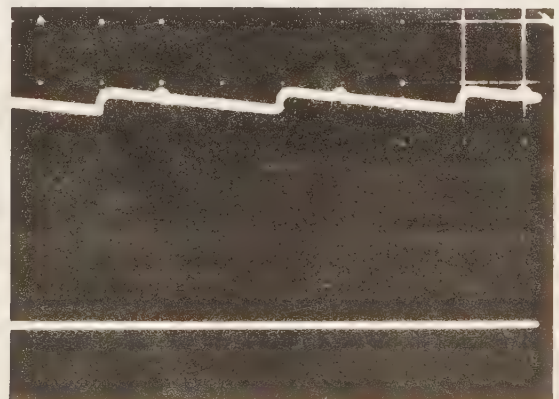
5V/div
20V/div
500 μ S/div

b- Séquence de commande

des portes
2V/div
2V/div
500 μ S/div

c- Impulsion retardée

2V/div
2V/div
200 μ S/div

d- Tension de sortie du
multiplicateur

50V/div
500 μ S/div

2)- Caractéristiques du doubleur

Soit un doubleur alimenté par une tension V_e à l'entrée et délivrant une tension V_S à la sortie, aux bornes d'une résistance de charge R_S .

Nous définissons, pour ce doubleur, les deux facteurs :

a)- Coefficient de multiplication à charge constante défini comme :

$$G = \left(\frac{V_S}{V_e} \right) \quad R_S = \text{Cte}$$

b)- Résistance interne à tension constante définie comme :

$$r = \left(\frac{2E - V_S}{I_S} \right) \quad V_e = \text{Cte}$$

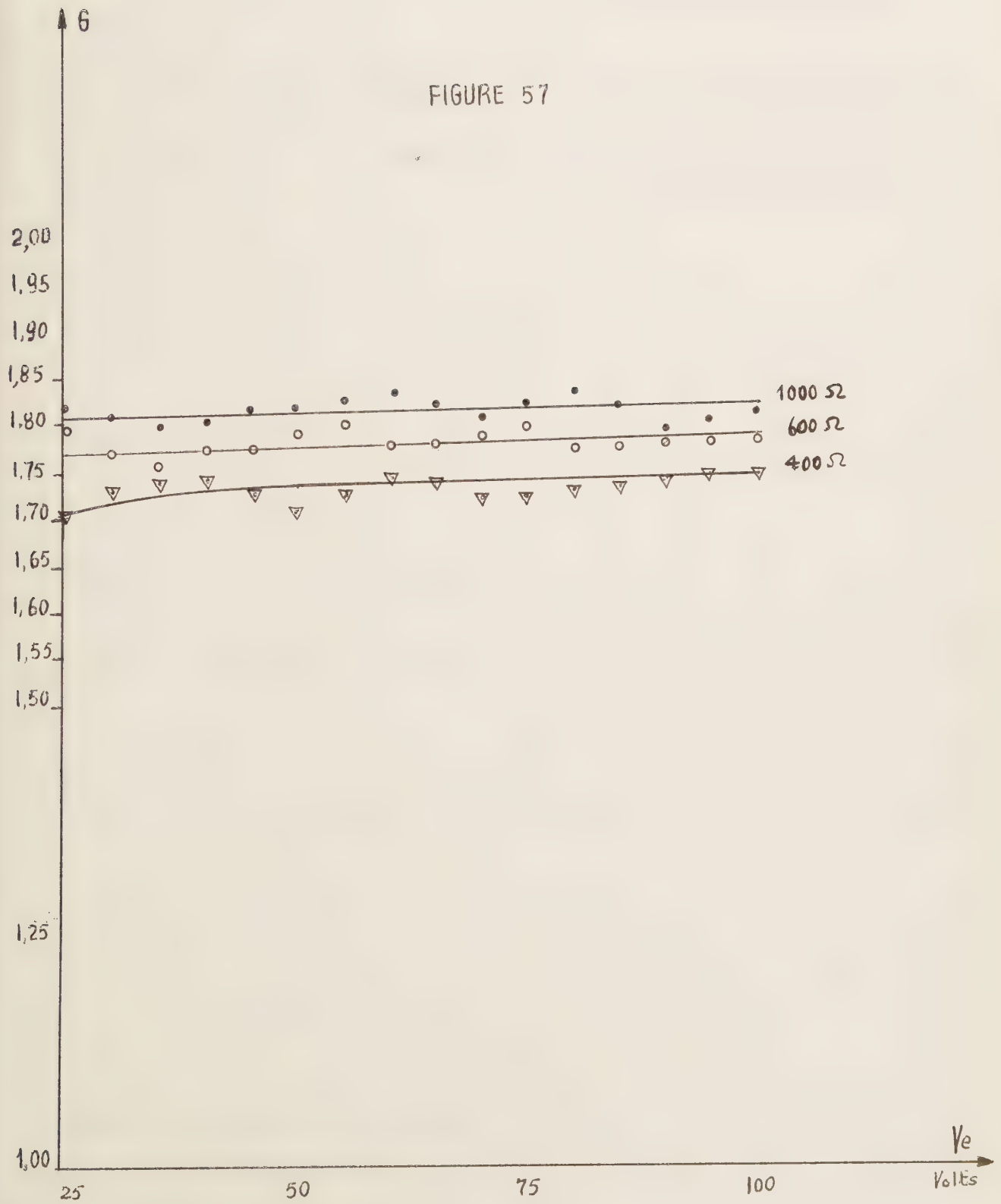
2.1 - Coefficient de multiplication à charge constante

Le tableau suivant montre pour différentes valeurs de R_S les variations du coefficient G pour un régime de fonctionnement correspondant à $V_{2 \text{ Min}} = \frac{7}{4} V_e$.

V _e (Volts)	G		
	R _S = 1000 Ω	R _S = 600 Ω	R _S = 400 Ω
25	1,822	1,790	1,712
30	1,807	1,768	1,728
35	1,801	1,762	1,742
40	1,804	1,773	1,747
45	1,814	1,776	1,733
50	1,822	1,788	1,717
55	1,830	1,798	1,730
60	1,838	1,783	1,748
65	1,830	1,783	1,739
70	1,811	1,791	1,730
75	1,824	1,798	1,730
80	1,838	1,782	1,735
85	1,825	1,788	1,742
90	1,802	1,789	1,748
95	1,808	1,789	1,750
100	1,820	1,789	1,750

La figure 57 représente un réseau de courbes représentatives des variations G (V_e).

FIGURE 57

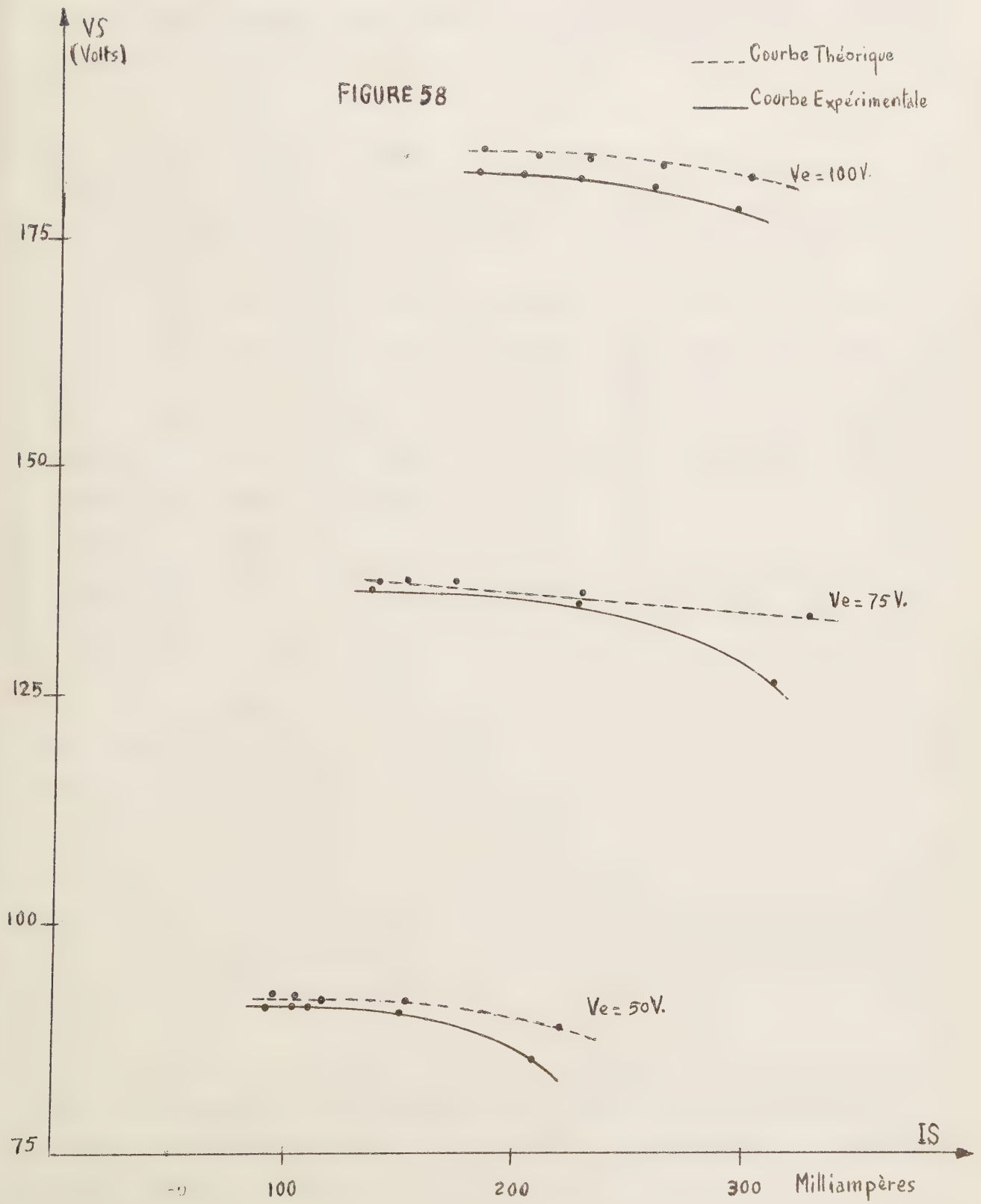


2.2 - Résistance interne

Le tableau suivant montre pour différentes valeurs de V_e les variations V_S (I_S) desquelles nous pouvons déduire les valeurs de la résistance interne; le régime de fonctionnement correspond à $V_{2 \text{ Min}} = \frac{7}{4} V_e$.

$V_e = 50 \text{ Volts}$		$V_e = 75 \text{ Volts}$		$V_e = 100 \text{ Volts}$	
V_S (Volts)	I_S (mA)	V_S (Volts)	I_S (mA)	V_S (Volts)	I_S (mA)
85	210	126	315	179	298
90	150	135	225	181	259
91	114	136	170	182	228
91,2	101	136,2	151	182,3	202
91,4	91	136,5	136	182,4	182

La figure 58 représente les courbes obtenues à partir du tableau ci-dessus .



Ces courbes permettent de calculer les valeurs que prend la résistance interne du dispositif lorsque le courant débité varie :

Ve = 50 Volts		Ve = 75 Volts		Ve = 100 Volts	
r (ohms)	IS (mA)	r (ohms)	Is (mA)	r (ohms)	IS (mA)
71,5	210	76,5	315	70,5	298
67	150	67	225	73,5	259
79	114	82,5	170	79	228
87	101	91,5	151	88	202
95	91	99,5	136	97	182

C O N C L U S I O N

Le dispositif, objet de notre mémoire, quoique d'un principe simple demande lors de sa réalisation beaucoup de soins pour les circuits de commande. Le choix de thyristors comme portes électroniques a été le résultat d'une analyse détaillée.

Le doubleur trouve son originalité dans le fait qu'aucun circuit magnétique ou amplificateur n'est utilisé. Il est alors possible d'obtenir des puissances de sortie supérieures à celles des "choppers" classiques.

Par l'emploi de condensateurs et de portes électroniques il peut être comparé aux montages Grenacher et Schenkel, cependant tandis que ~~ces que~~ ces derniers convertissent une tension alternative en tension continue le dispositif proposé opère une transformation continue-continue.

La théorie décrivant le fonctionnement à vide aboutit à des conclusions voisines de celles des montages que nous venons de citer.

Le Schéma auxiliaire adopté pour l'extinction des thyristors principaux et dont nous avons détaillé la théorie convient parfaitement à l'usage auquel il a été destiné. Il présente du point de vue pratique une excellente fiabilité.

Le pilotage des portes électroniques est un facteur essentiel pour le bon fonctionnement du doubleur. Sa mise au point se fait aisément par réglage du rapport cyclique à l'aide de simples potentiomètres.

L'étude de la marche en charge nous a conduit aux expressions nécessaires à l'établissement d'un programme FORTRAN qui permet de prédéterminer les différents paramètres d'un doubleur donné et d'optimiser les valeurs de ses composants.

Les résultats expérimentaux sont très voisins de ceux fournis par l'ordinateur si l'on tient compte de la qualité du matériel mis en oeuvre et de la précision des appareils de mesure.

Dans le sixième chapitre nous avons analysé des ensembles conduisant à des facteurs de multiplication supérieurs à deux qui constituent la généralisation de notre procédé.

Les relevés expérimentaux mettent en évidence certaines caractéristiques du doubleur. Elles peuvent être très avantageusement comparées à celles des redresseurs classiques alternatif-continu.

Nous avons retrouvé dans la réalisation du système tous les phénomènes secondaires liés au fonctionnement en commutation des thyristors. Les problèmes qu'ils ont posés ont été aisément résolus car la fréquence de commande est restée relativement faible à cause des limites imposées par le temps d'extinction des thyristors.

ANNEXE 8

- 1 - INDUCTANCE SATURABLE en REGIME PULSE
- 2 - CARACTERISTIQUES DES THYRISTORS 16 RC 50
3 RC 50
- 3 - CARACTERISTIQUES DES AMPLIFICATEURS
OPERATIONNELS MIC 709

ANNEXE 1

INDUCTANCE SATURABLE EN REGIME

PULSE

Un bobinage effectué sur un circuit magnétique torique à cycle d'hystérésis rectangulaire constitue une inductance saturable.

Considérons le montage représenté par la figure 59.

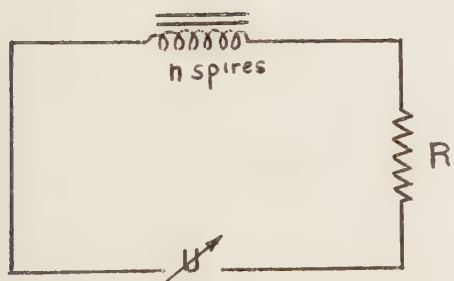
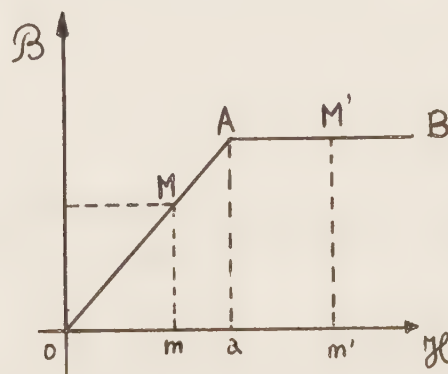


Fig. 59



Soit n le nombre de spires du bobinage dont la résistance r est supposée négligeable. Soit R une résistance montée en série.

Appliquons aux bornes de l'ensemble une tension pulsée positive u .

Nous avons en régime pulsé une partie du cycle.

Sur la figure 60, nous avons :

Entre 0 et A : une grande pente d'où perméabilité $\frac{dB}{dH}$ élevée.

Entre A et B : une partie horizontale correspondant à la saturation B_s atteinte lorsque $H = 0a$

Nous pouvons écrire :

$$u = Ri + n \frac{d\Phi}{dt}$$

d'où

$$i = \frac{u - n \frac{d\Phi}{dt}}{R}$$

Nous remarquons que la seule présence de l'inductance fait que la force électromotrice $n \frac{d\Phi}{dt}$ qui apparaît, réduit d'autant la tension appliquée à la résistance et le courant dans le circuit.

Ceci n'est vrai que lorsqu'il y a une variation de flux, soit lorsque le point M est dans la région OA; ($0m < 0a$)

Si le courant i est suffisamment grand pour que le champ soit $0m' > 0a$, le tore est saturé; le point M se déplace en M' et $\frac{dB}{dH} \rightarrow 0$ et de ce fait $n \frac{d\Phi}{dt} \rightarrow 0$: tout se passe comme si l'inductance n'existait pas; l'effet de cette inductance consiste à diminuer le front du courant tant que le point M n'a pas dépassé A.

Calcul du retard provoqué par une inductance saturable :

Pour faciliter le calcul nous supposons que lorsque le point M se trouve dans la région OA R_i est faible devant $n \frac{d\Phi}{dt}$.

Dans ces conditions nous avons :

$$u \neq n \frac{d\Phi}{dt}$$

soit

$$u \neq nS \frac{\Delta B}{\Delta t}$$

$$\text{d'où} \quad \Delta t = \frac{n S \Delta B}{u}$$

avec :

u = tension d'alimentation

S = Section du circuit

n = Nombre de spires de l'enroulement

ΔB = Variation d'induction.

Ordre de grandeur

$$u = 100 \text{ volts}$$

$$S = 1 \text{ cm}^2$$

$$\Delta B = 0,3 \text{ Tesla}$$

$$n = 10 \text{ spires}$$

$$\Delta t = 3 \text{ microsecondes.}$$

16 Ampere (25 A RMS) Medium Power Thyristor

Standard Types 16RC5 - 16RC100

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Resistive or inductive Load up to 400 Hz)

(Temperatures listed refer to junction temperature unless otherwise specified)

MAXIMUM FORWARD CONDUCTION RATINGS AND CHARACTERISTICS

I_O	Amps d.c. f.c.a. at 180° conduction (amps)	16
I_{RMS}	Current Rating (amps RMS)	25
V_T	On-state peak volts at peak rated current (volts)	2.2
I_{TS}	Peak 1 cycle surge current 50 Hz. (amps)	180
I_{t_1}	for fusing 1.5 to 10 mSec. (amp²seconds)	190
	Peak current during fusing (amps)	230
I_{TRM}	Repetitive peak current (amps)	165
I_H	Holding current (mA)	52

DYNAMIC CHARACTERISTICS AND RATINGS

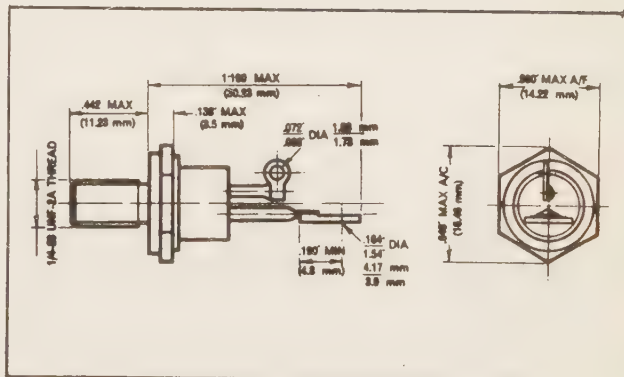
t_q	Turn-off time (typical) (microseconds)	20
dV/dt	Withstand capability (min.) (V. per μ Sec.)	20
dI/dt	(gate turn-on) (max.) (A. per μ Sec.)	30

FIRING CHARACTERISTICS AND RATINGS

I_{FGM} (max.)	Max. peak gate current (amps)	2
V_{GT} (min.)	Min. gate volts to fire all units (volts) at -40°C	3.0
	at 25°C	2.0
V_{GD}	Gate non-firing volts at max. rated temp. (volts)	0.25
	Maximum average gate power (watts)	0.5
V_{RGM} (max.)	Maximum peak reverse gate volts (volts)	5

THERMAL AND MECHANICAL DATA

Operating temperature range (°C)	-40°C to +125°C
Max. thermal resistance, junction to base °C/W	1.6
Max. thermal resistance, base to heatsink °C/W	0.9
Weight (grams)	15.5
Stud mounting torque	(kgm.-cm.) 17-22 (20-25lb./in.)



VOLTAGE RATINGS		UNIT	16RC5	16RC10	16RC20	16RC30	16RC40	16RC50	16RC60	16RC70	16RC80	16RC100
V_{RRM}	Max. repetitive voltage	Volts	50	100	200	300	400	500	600	700	800	1000
V_{RSM}	Max. transient voltage (5 mSec.)	Volts	75	150	300	400	500	600	700	840	960	1150
$V_{(BO)}$	Min. forward breakover voltage	Volts	50	100	200	300	400	500	600	700	800	1150
	Max. forward or reverse leakage, FCA at V_{RRM} ($V_G = 0$) at max. rated temperature	mA	6.5	6.5	6.0	6.0	5.0	4.0	3.0	2.0	1.0	1.0

3 Ampere (4.7A. RMS) Medium Power Thyristor

Standard Types 3RC5 - 3RC70

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Resistive or inductive Load up to 400 Hz)
(Temperatures listed refer to junction temperature unless otherwise specified)

MAXIMUM FORWARD CONDUCTION RATINGS AND CHARACTERISTICS

I_O	Amps d.c. f.c.a. at 180° conduction (amps)	3
I_{RMS}	Amps RMS (amps RMS)	4.7
V_T	On-state peak volts at peak rated current (volts)	2.0
I_{TS}	Peak 1 cycle surge current 50 Hz. (amps) ..	45
I_{ft}	for fusing 1.5 to 10 mSec. (amp ² seconds) ..	5
	Peak current during fusing (amps)	60
I_{TRM}	Repetitive peak current (amps)	45
I_H	Holding current (mA)	32

DYNAMIC CHARACTERISTICS AND RATINGS

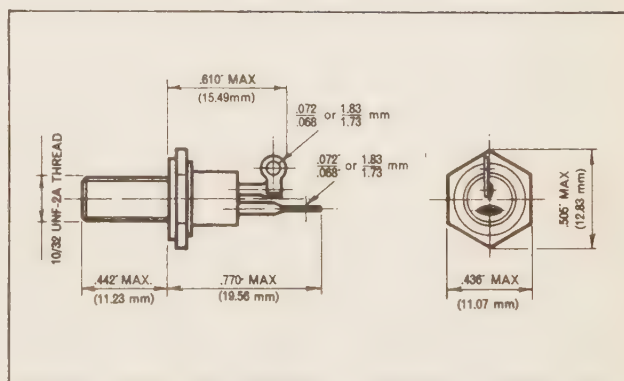
t_q	Turn-off time (typical) (microseconds) ..	16
dV/dt	Withstand capability (min.) (V. per μ Sec.) ..	20
dI/dt	(gate turn-on) (max.) (A. per μ Sec.)	25

FIRING CHARACTERISTICS AND RATINGS

I_{FGM} (max.)	Max. peak gate current (amps)	2
V_{GT} (min.)	Min. gate volts to fire all units (volts) at -40°C	3
	at 25°C	2
V_{GD}	Gate non-firing volts at max. rated temp. (volts)	0.2
	Maximum average gate power (watts)	0.5
V_{RGM} (max.)	Maximum peak reverse gate volts (volts) ..	10

THERMAL AND MECHANICAL DATA

Operating temperature range (°C)	-40°C to +105°C
Max. thermal resistance, junction to base °C/W	2.5
Max. thermal resistance, base to heatsink °C/W	1.2
Weight (grams)	5
Stud mounting torque (kgm.-cm.)	10.5-13
	(12-15 lb./in.)



VOLTAGE RATINGS		UNIT	3RC5	3RC10	3RC20	3RC30	3RC40	3RC50	3RC60	3RC70
V_{RRM}	Max. repetitive voltage	Volts	50	100	200	300	400	500	600	700
V_{RSM}	Max. transient voltage (5 mSec.) ..	Volts	75	150	600	400	500	600	700	800
$V_{(BO)}$	Min. forward breakover voltage	Volts	50	100	200	300	400	500	600	700
	Max. forward or reverse leakage, FCA at V_{RRM} ($V_G = 0$) at max. rated temperature	mA	4.5	4.5	3.0	2.0	1.0	1.0	1.0	1.0

Circuits intégrés analogiques

MIC 709 Amplificateur opérationnel à grand gain

Bonne symétrie, résistance d'entrée élevée, grande excursion de tension à l'entrée et tension de sortie élevée en charge et sous faible débit. Le MIC 709 peut être utilisé dans des systèmes d'asservissement à tension continue, pour le calcul analogique avec grande résistance d'entrée, pour des appareils de mesure électroniques aussi bien pour la représentation de fonctions de transfert linéaires et non linéaires.

Valeurs limite

Tension d'alimentation	$\pm 18 \text{ V}$
Puissance dissipable	300 mW
Différence de la tension d'entrée	$\pm 5 \text{ V}$
Tension d'entrée	$\pm 10 \text{ V}$

Valeurs caractéristiques (@ $T_A = 25^\circ\text{C}$; $V_B = \pm 15 \text{ V}$) (MIC 709-5)

Tension de faux zéro à l'entrée	2 mV ($R_G < 10 \text{ k}\Omega$)
Courant de faux zéro à l'entrée	0,1 μA
Courant d'entrée	0,3 μA
Dérivée de la tension de faux zéro à l'entrée	3 $\mu\text{V}/\text{grd}$ ($R_G < 50 \Omega$)
Gamme de la tension d'entrée	$\pm 10 \text{ V}$
Rapport de réjection en mode commun	90 dB ($R_G < 10 \text{ k}\Omega$)
Gain de tension	45000 ($R_L > 2 \text{ k}\Omega$, $V_A = \pm 10 \text{ V}$)
Excursion de la tension de sortie	$\pm 13 \text{ V}$ ($R_L > 2 \text{ k}\Omega$)
Résistance de sortie	150 Ω
Puissance consommée	80 mW
Largeur de bande	0,5 MHz
Temps de réponse	300 ns ($V_E = 20 \text{ mV}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$)

Températures de température	$T_A = 0 \dots +70^\circ\text{C}$:	Suffixe -5
	$T_A = -55 \dots +125^\circ\text{C}$:	Suffixe -1

Boîtier dual in-line TO-116:	Suffixe D
Boîtier métallique TO-99:	Suffixe C

Pour les dimensions des boîtiers voir page 15

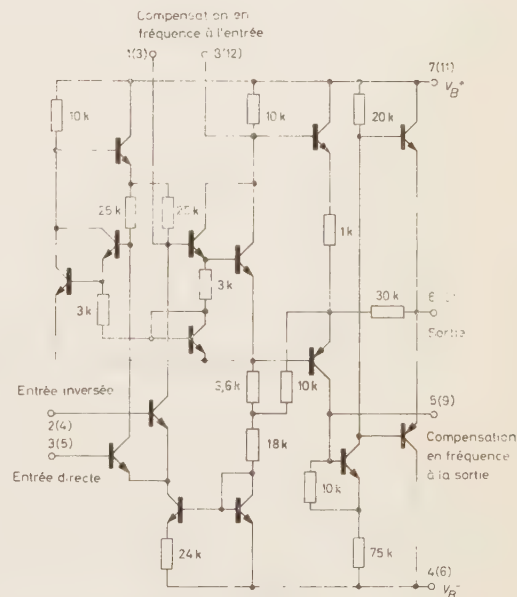


Schéma électrique

Les chiffres sans parenthèses sont valables pour le boîtier métallique TO-99. Les chiffres entre parenthèses sont valables pour le boîtier dual in-line TO-116.

8. M. A. JOSSE -Contribution à l'Etude et à la
Réalisation des montages réversibles
constitués par des moteurs à courant
continu commandés par l'induit au
moyen de groupes de redresseurs
contrôlés de puissance.
Thèse. Faculté des Sciences de
Toulouse. Mars 1965.

9. General Electric -S.C.R. Manual
4 th Edition - 1967

10. MOUNIC -THYRISTORS
Ed. Foucher - 1965

11. La RADIOTECHNIQUE -Applications des semiconducteurs :
Thyristors 1ère et 2ème partie -
Brochures XVI et XXV 1965 et 1966

12. M. RAKOTONDRAINIBE -Contribution à l'étude du compor-
tement des thyristors en régime
transitoire à gradients de courants
et de tension élevés.
Thèse - Faculté des Sciences de
Toulouse
Juin 1968

13. H. SURIN -Les thyristors
Revue générale de l'Electricité n°5
Mai 1965

14. H. PRIGENT -Les principes de fonctionnement des
et transports d'Energie en courant
J. CLADE continu à haute tension
Revue Générale de l'Electricité, n°5.
Mai 1960.

15. L. NOSBOM -Amplificateur magnétique et thyra-
tron au Silicium dans l'industrie
Ed. Radio - Paris 1965
16. F. CAHEN -Electrotechnique. Tome 2
Ed. Gauthier - Villars. Paris, 1963
17. R. ROUBLOT -Un circuit intégré pour la commande
de thyristors et triacs à la tension
nulle. Electronique industrielle
et micro-électronique n° 132.
Avril 1970
18. H. LILEN -Principes et applications des cir-
cuits intégrés linéaires.
Editions Radio. Paris 1968.
19. J. LAGASSE -Etude des circuits électriques.
Tomes 1 et 2
Editions Eyrolles Paris 1962 et 1963
20. J. FALLOU -Leçons d'Electrotechnique
Volume II.
Ed. Gauthier - Villars. Paris, 1949
21. SESCO -Manuel d'Applications de la Société
Européenne des semiconducteurs
Mai, 1962
22. ARCHES. J.P.R.,
FOCH H. -Utilisation pratique des amplifi-
cateurs opérationnels
ENSEEIHT - Toulouse - Ed. 1970

23. International Rectifier - Silicon thyristors
Engineering Information Report 204
1967
24. I.T.T. - Composants
Semiconducteurs
1970/71

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION		<u>Page</u>
<u>CHAPITRE I</u>	- <u>CONVERTISSEURS -</u> <u>MULTIPLICATEURS DE TENSION</u>	
	1 - Historique	5
	2 - Conclusion	10
<u>CHAPITRE II</u>	- <u>DOUBLEUR TYPE CONTINU-CONTINU</u>	
	1 - Principe du doubleur de tension continue	12
	2 - Fonctionnement	15
	3 - Choix des portes électroniques	20
<u>CHAPITRE III</u>	- <u>LE THYRISTOR</u> <u>PROBLEME S POSES</u>	
	1 - Caractéristiques électriques	23
	2 - Modes d'amorçage des thyristors	24
	3 - Modes d'extinction des thyristors	25
	4 - Caractéristiques de commutation	25
	5 - Vitesse d'établissement du courant	29
	6 - Vitesse d'établissement de la tension	30
	7 - Protection des thyristors contre les di/dt	31
	8 - Protection des thyristors contre les dv/dt et les surtensions	32
	9 - Données publiées	33
	10 - Fonctionnement des thyristors en interrupteurs	34

	<u>Page</u>
<u>CHAPITRE IV - SIGNAUX DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS</u>	
1 - Impératifs du pilotage	43
2 - Production des impulsions de commande des interrupteurs	43
3 - Transistor unijonction	45
4 - Amplificateur opérationnel monté en comparateur	46
5 - Retardateur de créneau	47
6 - Réalisation du générateur des signaux de commande des inter- rupteurs.	48
6.1 - Schéma du générateur	48
6.2 - Transformateurs d'impul- sions	49
6.3 - Résistances variables	49
6.4 - Dispositif du retard	50
 <u>CHAPITRE V - DOUBLEUR DE TENSION CONTINUE</u> <u>(ETUDE ANALYTIQUE)</u>	
1 - Doubleur fonctionnant à vide	54
2 - Doubleur fonctionnant en charge	58
2.1 - Mise en conditions du système	59
2.2 - Caractéristiques du doubleur	59
2.3 - Mise en équations	60
2.4 - Analyse des équations	75
2.5 - Optimisation du système	82
2.6 - Interprétation des résul- tats de calcul et compa- raison expérimentale	86

	<u>Page</u>
<u>CHAPITRE VI - MULTIPLICATEUR DES TENSIONS CONTINUES</u>	
1 - Couplage de n doubleurs: multiplicateur à coefficient de multiplication égal $2n$	104
2 - Multiplicateur à n condensateurs de coefficient de multiplication égal 2^{n-1}	105
 <u>CHAPITRE VII - ETUDE EXPERIMENTALE DES DOUBLEURS</u>	
1 - Résultats expérimentaux oscillogrammes	114
2 - Caractéristiques du doubleur	115
2.1 - Coefficient de multiplication à charge constante	116
2.2 - Résistance interne à tension constante	119
CONCLUSION	122
ANNEXES	124
 BIBLIOGRAPHIE	131

Vu,

Les membres du jury :

MM. J. JANIN

G. ASCH
P. LALANGUE
B. TRANNOY

Vu et approuvé,

Le Directeur de l'U.E.R.
de Physique,

M. DUFAY

Vu et accordé le permis d'imprimer,
LYON, le 1er février 1972.

Le Président de l'Université Claude-Bernard
LYON I,

J. BOIDIN.

Vu.

Les membres du jury :

Vu et approuvé
Le Directeur de l'U.E.R.
de Physique.

Vu et accordé le permis d'imprimer
Lyon, le 1972
Le Président de l'Université
Claude Bernard,

J. BOIDIN

